

①9 BUNDESREPUBLIK
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES
PATENTAMT

⑫ Offenlegungsschrift
⑩ DE 195 13 823 A 1

⑤1 Int. Cl.⁶:
G 01 S 17/08
H 01 S 3/098
H 01 S 3/11
H 01 S 3/096
H 01 S 3/043
G 01 C 3/00

②1 Aktenzeichen: 195 13 823.6
②2 Anmeldetag: 12. 4. 95
④3 Offenlegungstag: 17. 10. 96

DE 195 13 823 A 1

⑦1 Anmelder:
Kompa, Günter, Prof. Dr.-Ing., 34132 Kassel, DE

⑦2 Erfinder:
Kompa, Günter, Prof. (Univ.), 34132 Kassel, DE;
Stolze, Armin, 34246 Vellmar, DE; Gorfinkel, Vera,
34121 Kassel, DE

⑤6 Entgegenhaltungen:
DE 41 09 844 C1
DE 34 19 320 C2
DE 36 20 226 A1
DE 35 44 862 A1

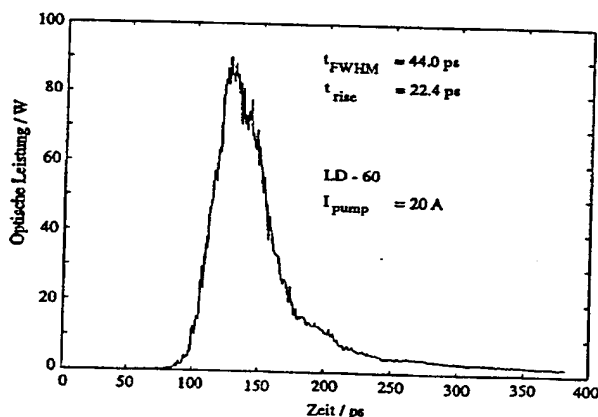
Prüfungsantrag gem. § 44 PatG ist gestellt

⑤4 Optisches Impulsradar

⑤7 Entfernungsmessverfahren nach dem Prinzip der Laufzeitmessung eines optischen Meßimpulses sowie Vorrichtungen zur Durchführung dieses Verfahrens.

Bei den bekannten Impulsradarsystemen für Nahbereichsanwendungen werden zur Erzielung höherer optischer Sendeleistungen im allgemeinen gestapelte Einfach-Heterostruktur-Laser (stacked SH-Laser) mit breiter Emissionsapertur verwendet. Diese sind für eine präzise hochauflösende 3-D-Objektvermessung nicht geeignet. Die Serienschaltung mehrerer Laserdioden führt auf eine gestufte Vorderflanke des optischen Sendeimpulses, so daß eine eindeutige Zeitpunktbestimmung nicht möglich ist; die breite Emissionsapertur erlaubt außerdem keine ausreichende Meßfleckreduzierung und damit keine hohe laterale Meßauflösung.

Über ein neuartiges Modulationsprinzip der Höchstinjektion von Ladungsträgern in die aktive Zone eines SH-Lasers werden ultrakurze optische Superspikes erzeugt, deren Spitzenleistung die Laser-Nennleistung einer Halbleiterdiode um ein Vielfaches (z. B. um den Faktor 39) übersteigt; die optische Impulsanstiegszeit liegt typisch unter 50 ps. Die optischen Superspikes eignen sich besonders für radarsensorische Anwendungen zur dimensionellen (1-D, 2-D, 3-D)-Kontrolle von Werkstücken und Werkzeugen sowie zur Ultrakurzzeit-Laserspektroskopie.



DE 195 13 823 A 1

Die folgenden Angaben sind den vom Anmelder eingereichten Unterlagen entnommen

Die Erfindung betrifft ein Entfernungsmessverfahren nach dem Prinzip der Laufzeitmessung eines optischen Meßimpulses gemäß dem Oberbegriff von Anspruch 1 sowie Vorrichtungen zur Durchführung dieses Verfahrens gemäß dem Oberbegriff von Anspruch 25.

Wie aus der einschlägigen Literatur bekannt (siehe z. B. S. Sizgoric et al. "Medium-range, high accuracy laser rangefinders for industrial applications", SPIE Vol. 663 Laser Radar Technology and Applications (1986), 90—96; R. Ahola et al. "A fast time-of-flight distance sensor for industrial applications", SPIE Vol. 654 Automatic Optical Inspection (1986), 12—18 (Ref. 1)) werden zur Entfernungsmessung einerseits langsame Laserimpulse relativ hoher Leistung mit einer relativ niedrigen Impulsfolgefrequenz und andererseits schnelle Laserimpulse relativ geringer Leistung mit einer relativ hohen Impulsfolgefrequenz verwendet.

Meßoberflächen können sehr niedrige Reflexionsgrade haben, weswegen mit hohen optischen Sendeleistungen gearbeitet werden muß. Einfachheterostrukturlaser oder kurz SH-Laser ("single-heterostructure") besitzen ein relativ großes aktives Volumen mit einer Laseremission hoher Energie; sie werden daher bevorzugt in optischen Pulsradarsystemen eingesetzt. Werden einzelne Chips zur Emission hoher optischer Impulsleistungen verwendet, so weisen solche Laserdioden allgemein relativ breite Emissionsaperturen von typisch 254 µm auf. Dies führt dazu, daß der über eine Fokussieroptik abgebildete Meßfleck in der Meßebeine einen Durchmesser von einigen Millimetern beträgt, was für zwei- und dreidimensionale Präzisionsmeßaufgaben mit einer geforderten lateralen Auflösung von einem Millimeter nicht ausreichend ist. Es sind Einzelchip-Pulsaserdioden mit einer hinreichend kleinen Emissionsapertur bekannt. Aufgrund ihres kleineren Volumens strahlen sie aber eine entsprechend geringere optische Nennleistung ab, die für eine betriebssichere Funktion des Entfernungsmessgeräts dann oft nicht mehr ausreicht.

Ein Laserdiodenstack erbringt gegenüber einem einzelnen Chip eine höhere optische Leistung. Ein erheblicher Nachteil für den Einsatz in Präzisions-Entfernungsmessgeräten besteht jedoch darin, daß die einzelnen Laserdiodenchips eines Stacks bei einer schnellen Stromimpulsansteuerung nicht gleichzeitig zu emittieren beginnen, d. h. die Verzögerungszeiten der einzelnen Chips sind trotz ihrer seriellen Verschaltung unterschiedlich. Das führt dann bei Empfängerschaltkreisen hinreichend großer Bandbreite zu typischen Stufenfunktionen der Vorderflanke des Laserimpulses. Da der Einsatz der Laseremission vom Betriebszustand der einzelnen Laserdioden abhängig ist, kann eine zuverlässige präzise Zeitpunktbestimmung nicht durchgeführt werden. Die Bestimmung des zeitsignifikanten Punktes wird insbesondere dann kritisch, wenn dieser in den Signalpegelbereich eines Stufenübergangs fällt. Damit ist ein Laserdiodenstack nicht geeignet, ultra-kurze optische Impulsanstiegszeiten und darüber hinaus ultra-kurze optische Impulse zu erzeugen.

Die Meßunsicherheit von Entfernungsmessgeräten bekannter Art wird insbesondere durch aufbaubedingte parasitäre Effekte beeinflusst, die im wesentlichen auf ein Übersprechen sendeseitiger Leistungskomponenten auf den empfindlichen Empfängerteil zurückzuführen sind. Derartige kaum zu kontrollierende Einflüsse erfordern bei höheren Ansprüchen an die Güte der Entfernungsmessung eine möglichst steile Impulsanstiegsflanke

zur Bestimmung des zeitsignifikanten Punktes. Laserimpulse hoher Leistung zeigen aber im allgemeinen keinen linearen zeitlichen Verlauf der Impulsvorderflanke. Nach einem anfänglichen steileren Anstieg folgt ein Kriecheffekt mit wachsendem Laserrauschen. Niederfrequente Störsignale machen sich besonders bei Entfernungsmessgeräten bemerkbar, die nach dem Samplingprinzip arbeiten. In diesem Fall überlagern sich diese den abgetasteten Impulsen, so daß eine sehr genaue Zeitpunktbestimmung auf der gestörten Impulsflanke nicht mehr gewährleistet ist.

Typische Impulsanstiegszeiten bekannter Art liegen in der Größenordnung von 1.5 bis 3 ns. Die Impulsbreiten betragen 5 bis 20 ns. Die Impulsfolgefrequenzen liegen maximal bei 10 kHz. Die radiale Meßunsicherheit der Entfernungsmessung mit Laserimpuls-Zeitfunktionen bekannter Art liegt typisch im Zentimeterbereich. Zur Erhöhung der Meßgenauigkeit wird das bekannte Verfahren der Impulsintegration angewendet. Beispielsweise wird in einer Integrationszeit von einer Sekunde eine Meßunsicherheit von einem Millimeter erreicht.

Höhere Impulsfolgefrequenzen von einigen hundert Kilohertz werden mit Laserdioden erreicht, die Ausgangs-Spitzenleistungen von typisch < 1 Watt erzeugen. Aus Ref. 1 ist ein 3-D-Entfernungsmesser mit einer DH-Laserdiode mit einer Impulsleistung von 500 mW und einer Impulsfolgefrequenz von 1.6 MHz bekannt. Die Laserimpulsbreite beträgt 6 ns. Der Laserimpulsanstiegszeit von 1.6 ns entspricht eine Entfernungsdifferenz von 24 cm. Eine geringe Schwankung des Triggerpegels von nur 1% bedeutet bei derartigen langsamen Impulsen eine Meßunsicherheit von 2.4 mm. Die gegebene geringe Pulsleistung schränkt den Einsatz entsprechender Entfernungsmesser auf relativ gut reflektierende Meßoberflächen ein. Mit einem Meßstrahldurchmesser von 4.9 mm ist die gegebene laterale Meßauflösung für Aufgaben beispielsweise der Qualitätskontrolle nicht ausreichend.

Aus den Patentschriften DE 29 08 854 C2, US 4344705, EUR 15566 und JAP 1305263 (Ref. 2) und der Veröffentlichung von G. Kompá, "Accurate optical pulse reflection measurement", IEEE Trans. Instrum. Meas. IM-33, No. 2, June 1984, 97—100 ist ein Entfernungsmessverfahren bekannt, das die Entfernungsinformation nicht über einen einzelnen Send- und Empfangsimpuls (Echtzeitsignale) gewinnt, sondern nach dem Prinzip des Sampling-Verfahrens die Bestimmung der zeitsignifikanten Punkte an gesampelten zeitgedehnten Signalen erfolgt. Dabei wird das gesampelte Signal aus einer Vielzahl von Echtzeitimpulsen abgeleitet. Für eine geringe Meßzeit der Entfernung ist daher eine möglichst hohe Impulsfolgefrequenz anzustreben. Innerhalb eines Meßbereichs von 2 m wurde eine Meßunsicherheit von 7 mm bei einer Meßzeit von 25 ms erreicht. Über Impulsintegration von 512 ms wurde eine systemspezifische digitale Meßauflösung von 1 mm erreicht. Zur Laseremission dient ein Laserdiodenstack. Die Impulsform der abgestrahlten Impulse wird durch das Spiking des Halbleiterlasers bestimmt, die mehrere stark gedämpfte Relaxationsspitzen aufweisen. Eine weitere Reduzierung der Laseremission auf den Anfangsspike würde die mittlere optische Leistung erheblich reduzieren. Dies hätte den Vorteil, daß unter Einhaltung der internationalen Laserschutzvorschriften für ein Laserklasse-1-System die Impulsfolgefrequenz beträchtlich erhöht werden könnte, wodurch sich die Meßzeit verkürzt bzw. über Impulsintegration die Meßgenauigkeit erhöht.

Der Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, ein Verfahren und eine Vorrichtung der eingangs genannten Art so weiterzubilden, daß auch schwach reflektierende Oberflächenelemente von Meßobjekten eindimensional sehr präzise vermessen werden können. Eine weitergehende erfindungsgemäße Aufgabe besteht darin, Oberflächenelemente von Meßobjekten sowohl mit hoher radialer als auch hoher lateraler Auflösung zwei- und dreidimensional sehr präzise zu vermessen.

Zur Lösung dieser Aufgabe sieht die Erfindung die im Anspruch 1 (Verfahren) bzw. in dem Anspruch 25 (Vorrichtungen) niedergelegten Merkmale vor.

Eine besondere Aufgabe der Erfindung ist es, ein Entfernungsmessverfahren zu schaffen, das zur präzisen zwei- oder dreidimensionalen Vermessung von Gegenständen geeignet ist. Gelöst wird diese Aufgabe dadurch, daß zur Laufzeitmessung eine Laseremission mit kleiner Apertur verwendet wird, die ultra-kurze Impulse hoher optischer Impulsleistung und hoher Impulsfrequenz geringer mittlerer Leistung aufweist. Die ultra-kurzen Laserimpulse erlauben eine über den Stand der Technik hinausgehende genauere Einzelimpulsmessung bei größeren Entfernungen sowie kürzere Meßzeiten aufgrund der sehr viel höheren Impulsfrequenz. Bei kürzeren Meßentfernungen sind sie aufgrund der hohen optischen Impulsleistung gegenüber bekannten Meßverfahren auch zur Messung an schwach reflektierenden Meßoberflächen geeignet. Die erfindungsgemäßen ultra-kurzen Laserimpulse erlauben insbesondere auch bei einer hohen Impulsfrequenz die Einhaltung der internationalen Laseremissionsgrenzwerte für Augensicherheit, was insbesondere mit Entfernungsmessgeräten, die nach dem Phasenvergleichsverfahren mit optischen Dauerstrichleistungen von bis zu einigen 10 mW arbeiten, nicht ohne weiteres erreicht werden kann.

Die Standardabweichung der gemessenen Entfernung verhält sich proportional zur Anstiegszeit des optischen Impulses und umgekehrt proportional zum Signal-Rausch-Verhältnis (SNR). Da die Anstiegszeit ihrerseits proportional zur Empfängerbandbreite (B) ist, folgt, daß die Standardabweichung umgekehrt proportional dem Produkt aus B und SNR ist. Berücksichtigt man weiterhin, daß sich das Signal-Rausch-Verhältnis eines Photoempfängers proportional zur Empfangsleistung bzw. Sendeleistung und umgekehrt proportional zur Wurzel aus der Empfängerbandbreite verhält (siehe K. Määttä et al., "Profiling of hot surfaces by pulsed time-of-flight laser range finder techniques", Appl. Optics, Vol. 32, No. 27, 1993, 5334—5347), so folgt letztlich für die Standardabweichung, daß diese unter der Voraussetzung hinreichend geringer Hintergrundstrahlung umgekehrt proportional der Wurzel aus Empfangsleistung und der Empfängerbandbreite ist. Üblicherweise werden die SH-Laserdioden im quasi-statischen Betriebszustand mit relativ langen und langsamen Stromimpulsen direkt moduliert. Nach Überschreitung eines Stromschwellwerts emittiert der Laser, wobei der zeitliche Verlauf der Strahlungsintensität weitgehend dem zeitlichen Verlauf des Pumpstroms entspricht. Nach folgender Unterschreitung des Schwellstroms bricht die Laseremission ab. Übliche Impulsanstiegszeiten liegen in der Größenordnung von einigen Nanosekunden. Eine Verringerung der Anstiegszeit durch die erfindungsgemäße Höchstinjektion, d. h. Vergrößerung der Signal- bzw. Empfängerbandbreite würde unmittelbar die Meßgenauigkeit erhöhen. Kürzere optische Impulse erlauben weiterhin unter dem Gesichtspunkt der Lasersi-

cherheit höhere optische Leistungen, die zu einer weiteren Reduzierung der Standardabweichung der gemessenen Entfernung führen. Die bekannte Pulsmodulation üblicher Laserdioden kann dieses nicht leisten.

Die in Entfernungsmessgeräten verwendeten Halbleiterlaser arbeiten im quasi-statischen Betrieb, d. h. die Pumpstromimpuls-vorderflanke sowie die Pumpstromimpulsbreite sind relativ lang, so daß sich der zeitliche Verlauf der Intensität der Laseremission des Halbleiterlasers unmittelbar aus dem Verlauf des Pumpstroms über die quasi-statische Leistungs-Strom-Kennlinie ergibt. Laseraktivität setzt ein, sobald der Schwellwert der Trägerdichte erreicht wird. Darüber hinaus injizierte Ladungsträger tragen zur Laseremission bei. Zur Erzeugung hoher Leistungen sind im quasi-statischen Betrieb Pulsströme hoher Amplitude erforderlich.

Der Erfindung liegt die Idee zugrunde, über eine geeignete Maßnahme zu unterbinden, daß praktisch ohne Zeitverzug die Laseremission nach Erreichen der kritischen Ladungsträgerdichte einsetzt. Über die kritische Ladungsträgerdichte hinaus sollen über einen angemessenen Zeitbereich weiterhin möglichst viele Ladungsträger in den aktiven Bereich der Laserdiode gepumpt werden, um dann bei Erfüllung der Laserbedingung zu einem kurzen und kräftigen Laserspike zu führen. Dies kann durch eine Ansteuerung der Laserdiode mittels eines Pumpstromimpulses extrem kurzer Anstiegszeit, d. h. steiler Impuls-vorderflanke erreicht werden, so daß während der Verzögerungszeit zwischen dem Erreichen der Schwellwertträgerdichte und dem Einsatz der Laseremission eine größere Anzahl von Ladungsträgern in den aktiven Bereich der Laserdiode gepumpt werden. Eine solche Stromflankenmodulation führt zu einem ausgeprägten Einschwingverhalten oder Spiking der Laserdiode (Relaxationsschwingung). Um die Emission auf einen einzelnen optischen Spike zu reduzieren, ist ein hinreichend kurzer Pumpstromimpuls vonnöten. Dabei ist zu beachten, daß sich die optische Leistung proportional zur injizierten Netto-Ladungsträgerdichte während der Stromimpulsdauer verhält, was zu einer Begrenzung der Amplitude der optischen Impulse führt.

Laserdioden weisen einen optischen Resonator auf, der ein mehrschichtiges Materialsystem darstellt. Unterschiedliche Materialsichten bilden Heteroübergänge mit guten optischen Wellenführungseigenschaften. Gleiche Materialsichten unterschiedlicher Dotierung dagegen zeigen nur eine schwache Indexführung einer optischen Welle. Zu den schwach indexgeführten Laserresonatoren zählen u. a. auch die Rippenwellenleiter mit Quasi-Indexführung (siehe P.G. Eliseev et al., "Study of strained-layer InGaAs/GaAs SQW RW lasers including analysis of internal coupling of modes and antiguiding effects", SPIE Proceedings Volume 2146—23).

Werden schwach index-geführte Laserdioden nach den Ansprüchen 2 bzw. 3 mit einem hinreichend schnellen und hohen Pumpstrom beaufschlagt, so läßt sich erfindungsgemäß nach Anspruch 4 erreichen, daß die Laseremission im index-geführten Nennbetriebszustand unterdrückt wird, da die ultra-schnell injizierten Ladungsträger zu einem Abbau des schwachen Indexsprungs des optischen Wellenleiters führt. Dadurch können über die Nennträgerdichte hinaus weitere Ladungsträger in die aktive Zone injiziert werden. Dies hat zur Folge, daß sich der wellenlängenabhängige Materialgewinn erhöht, wobei sich das Maximum mit wachsender Trägerdichte zu kleineren Wellenlängen verschiebt. Zu kleineren Wellenlängen bewirkt die Zunahme der Trä-

gerdichte auch einen wachsenden Indexsprung. Bei hinreichend großem modalen Gewinn, der vom Materialgewinn und der transversalen Feldverteilung der optischen Welle im Laserresonator abhängt, setzt mit der Erfüllung der Laserbedingung die Laseremission in Form eines einzigen kräftigen Laserspikes ein. Da sowohl die zeitliche Änderung des Materialgewinns als auch die des Indexprofils für die Erzeugung des Laserimpulses wesentlich sind, soll diese Betriebsart nach Anspruch 5 kurz indexgeführtes Q-Switching genannt werden. Die Hauptstrahlrichtung der Laseremission erfolgt gemäß Anspruch 6 senkrecht zur Emissionsapertur.

Eine erfindungsgemäße Modulationsvariante zur Erzeugung ultra-kurzer Laserimpulse zur präzisen Entfernungsmessung beruht darauf, daß die Injektionsrate der Ladungsträger so extrem hoch ist, daß ein primärer Laserspikes im Material-Gain-Switching Mode abgestrahlt wird (siehe E.L. Portnoi et al., "Switching phenomena in SH GaAs-AlGaAs laser diodes with saturable absorber created by implantation of heavy ions", zur Veröffentlichung eingereicht).

In SH-Lasern führt dies zu optischen Leckwellen, deren Hauptstrahlrichtung nach Anspruch 7 von der optischen Achse des Laserresonators abweichen. Bei DH-Lasern mit Quasi-Indexführung ergeben sich aufgrund der symmetrischen Anordnung Leckwellen beiderseits der Symmetrieachse, wobei diese gemäß Anspruch 8 jeweils als Sende- und Referenzsignal dienen können.

Weitere Ausführungsformen von Halbleiterlasern, die vergleichbare optische Superspikes erzeugen, sind nach Anspruch 9 denkbar. Von grundlegender Bedeutung dabei ist, daß die Laseremission nach Beginn des Strompumpens möglichst lang unterdrückt wird, um während dieser Zeit durch Höchstinjektion möglichst hohe Ladungsträgerdichten zu erzeugen. Beispielsweise könnte die mittlere p-dotierte GaAs Schicht eines herkömmlichen SH-Lasers durch eine AlGaAs Schicht mit einem sehr geringen Al-Gehalt ersetzt werden, so daß im Ruhezustand kein wesentlicher positiver Brechzahlprung des pn-Übergangs mehr existiert. Dies hätte den Vorteil, daß bei moderaten Pumpstromamplituden erst gar keine Laseremission auftreten könnte; eine starke Laseraktivität würde dann nur über eine Höchstinjektion von Ladungsträgern möglich sein mit Wellenlängen, bei denen die Trägerdichten einen positiven Beitrag zum Realteil des Brechungsindex liefern.

Die beschriebenen unterschiedlichen Betriebsmoden des indexgeführten Gain- und Q-Switching sowie des Material-Gain-Switching treten bei Höchstinjektion eines klassischen SH-Lasers nicht in ihrer reinsten Form auf; so kann während der Emission eines ultra-kurzen Laserimpulses ein anfängliches Q-Switching in ein indexgeführtes Gain-Switching übergehen. Ebenso ist es möglich, daß ein Material-Gain-Switching in ein indexgeführtes Gain-Switching übergeht. Ein solcher kombinierter Betriebsmodus führt einerseits dazu, daß das optische Spektrum des ultra-kurzen Impulses breiter wird, und andererseits dazu, daß sich die Impulsbreite vergrößert. Nach Anspruch 62 lassen sich über gezielte Modifikationen eines klassischen SH-Lasers die jeweiligen begleitenden parasitären Emissionsanteile gezielt unterdrücken. Mit der Maßnahme, daß nach Anspruch 63 das Stufenprofil eines klassischen SH-Lasers durch ein Treppenprofil ersetzt wird, erfolgt die Emission im reinen Material-Gain-Switching. Denkbar ist beispielsweise, den Al-Gehalt der mittleren Materialschicht einer SH-Laserkonfiguration so zu wählen, daß im Profilverlauf ein negativer Brechzahlprung des pn-Übergangs

entsteht. Dies hat zur Folge, daß die kritische Trägerdichte, bei der Laseremission einsetzt, extrem hoch ist. Ein indexgeführter Emissionszustand ist dann ausgeschlossen. In einer vorteilhaften erfindungsgemäßen Weiterbildung nach Anspruch 10 wird ein SH-Laser zusätzlich mit einem sättigbaren Absorber versehen. Dies führt dazu, daß der SH-Laser in einem reinen indexgeführten Q-Switching Mode emittiert. Erfahrungsgemäß führt diese Maßnahme insbesondere zu einem raschen Abklingen der Laseremission und somit zu einer weiteren Verkürzung der Impulsbreite der ultra-kurzen Laserimpulse.

Mit der Ladungsträgerdichte ändert sich im Halbleiterlaser der Brechungsindex. Da die Ladungsträgerdichte mit der Stromänderung variiert bzw. die Laseremission die Ladungsträgerdichte verringert, beeinflusst die Brechzahländerung die Ausbreitungseigenschaften der optischen Moden und verursacht dadurch eine Verschiebung des Modenspektrums. Die Wellenlängenverschiebung $\Delta\lambda$ ist proportional zur Ladungsträgerdichteänderung ΔN . Im Falle ultrakurzer Laserimpulse nimmt während des optischen Impulses die Ladungsträgerdichte aufgrund stimulierter Emission ständig ab, womit ein Chirp mit unidirektionaler Rotverschiebung verknüpft ist. Wie in P.P. Vasil'ev, "Ultrashort pulse generation in diode lasers", Optical and Quantum Electronics, vol. 24, pp. 801—824, 1992, dargelegt, lassen sich die erfindungsgemäßen mit Halbleiterlasern erzeugten ultrakurzen optischen Impulse nach Anspruch 11 über bekannte Methoden der optischen Pulskompressionstechnik weiter verkürzen. Beispielsweise ist in einem Medium mit normaler Dispersion (z. B. optische Faser) die Gruppengeschwindigkeit eines kurzwelligen Signals kleiner als die eines langwelligen. Daraus folgt, daß die Laufzeit im Medium für einen Impuls längerer Wellenlänge kleiner ist als die eines Impulses mit kürzerer Wellenlänge des optischen Trägers. Es existiert daher eine optimale Ausbreitungsstrecke, nach deren Durchlaufen der rückwärtige Chirp-Impulsteil den vorderen Teil eingeholt hat, und alle Wellenlängen auf einen kürzeren optischen Impuls komprimiert sind. Die Pulskompression führt zu einer Versteilerung der Impulsflanken und somit zu einer genaueren Bestimmung des zeitsignifikanten Punktes.

Die nach Anspruch 1 dem Entfernungsmeßverfahren zugrunde liegenden ultra-kurzen Laserimpulse hoher Repetierfrequenz können auch nach Anspruch 12 über modengekoppelte Laser erzeugt werden. Ihre optischen Leistungen sind im allgemeinen geringer, so daß entsprechende Entfernungsmeßgeräte auf den Nahbereich beschränkt sind.

Die Detektion der leistungsstarken ultra-kurzen Laserimpulse benötigt breitbandige Empfängerschaltkreise beispielsweise auf der Basis von III-V-Verbindungshalbleitern, die die ultra-schnellen Laserimpulse nach Anspruch 13 signalformtreu verstärken. Ein schneller Empfängerschaltkreis besteht beispielsweise aus einer MSM-Photodiode, einem Transimpedanzverstärker und einem Hauptverstärker. Aus V. Hurm et al., "8.2 GHz bandwidth monolithic integrated optoelectronic receiver using MSM photodiode and 0.5 μm recessedgate AlGaAs/GaAs HEMTs", Electronics Letters, 25th April 1991, Vol. 27, No. 9, 734—735, ist bekannt, daß mit relativ großflächigen MSM-Photodioden von $100 \times 100 \mu\text{m}^2$ Empfängerbandbreiten von 8.2 GHz erreicht werden können. Der erfindungsgemäße Einsatz solcher Schaltkreise zur Entfernungsmessung erfordert aufgrund der geringeren Empfindlichkeit von ultra-schnel-

len Photodioden eine entsprechend höhere optische Empfangsleistung, deren Bereitstellung Gegenstand des erfindungsgemäßen Verfahrens ist. Bekannte Kenndaten der Laseremission sind dazu nicht geeignet. Eine höhere Empfangsempfindlichkeit läßt sich bei geringfügig verringerter Bandbreite mit Avalanche-Photodioden erzielen. Es sind Avalanche-Photodioden bekannt, die bei einer optimalen Schaltungsauslegung und maximaler Vorspannung eine Anstiegszeit von etwa 100 ps aufweisen. Wenn sie auch nicht die Anstiegszeit der ultraschnellen Laserimpulse erreichen, so bedeuten sie gegenüber Empfängerschaltungen bekannter Art immerhin eine Verbesserung um den Faktor 15 bis 30.

Üblicherweise wird zur Entfernungsmessung ein Referenzsignal dem Sendestrahle entnommen und als Zeitreferenz auf die Empfangsdiode gegeben, so daß mit dem zeitverzögerten Echosignal am Ausgang der Photodiode ein elektrischer Doppelimpuls zur Auswertung vorliegt.

Die der Erfindung zugrundeliegenden ultra-kurzen optischen Impulse nach Anspruch 1 sind im wesentlichen symmetrische Dreieckimpulse mit einem näherungsweise linearen Anstieg der Vorderflanke und näherungsweise linearen Abfall der Rückflanke. Typische Anstiegszeiten liegen unterhalb von 50 Pikosekunden. Da die Anstiegszeit (20%—80%) der ultrakurzen Impulse näherungsweise der Abfallzeit (20%—80%) entspricht, kann nach Anspruch 14 die Bestimmung des zeitsignifikanten Punktes prinzipiell ohne Verlust an Genauigkeit sowohl auf der Vorderflanke als auch auf der Rückflanke oder durch Mittelung der Zeitpunkte auf der Vorderflanke und Rückflanke nach Anspruch 15 erfolgen.

Ein besonderes Merkmal der Erfindung folgt aus Anspruch 16, nach dem der zeitsignifikante Punkt unabhängig von der jeweiligen Signalamplitude präzise über die Mittelung der über einen im wesentlichen beliebig wählbaren festen Schwellwert gewonnenen Signalzeitpunkte der Vorder- und Rückflanke bestimmt wird. Unabhängig vom Schwellwert entspricht der zeitliche Mittelwert stets dem Zeitpunkt maximaler Signalamplitude und ist damit eine eindeutige Zeitreferenz. Aufgrund der hohen Flankensteilheit der erfindungsgemäßen Impulse kann oft auf einen üblichen dynamischen Verhältnis-Schwellwertdetektor, der den zeitsignifikanten Punkt bei Erreichen des 50% Signalpegels bestimmt, verzichtet werden. Die eindeutige Zeitreferenz kann auch gemäß Anspruch 64 über eine Differentiation der ultraschnellen Impulse über den Signalnulldurchgang gewonnen werden.

Die Samplingtechnik ermöglicht eine sehr genaue Laufzeitmessung mit geringem Schaltungs- und Kostenaufwand. Mittels des Samplingprinzips kann die schwierige hochauflösende direkte Zeitmessung an den schnellen Echtzeitimpulsen umgangen werden. Ein grundlegendes Problem bei dem bekannten Entfernungsmessgerät in Ref. 2 resultiert aus der Verwendung von zwei separaten Samplingstufen, eine für die Referenzsignale und eine für die Meßsignale. Eine präzise Entfernungsmessung mit Meßunsicherheiten im unteren Millimeterbereich oder Submillimeterbereich setzt einen idealen Temperaturgleichlauf über den gesamten Betriebstemperaturbereich voraus, was praktisch nicht erreicht werden kann. Darüber hinaus ist das Paaren von Samplingeinheiten mit annähernd gleicher Temperaturdrift mit einem hohen technischen Aufwand verbunden. Eine Temperaturstabilisierung mit Hilfe von Peltier-Elementen ist aufwendig; die Abführung der Temperaturstrahlung

innerhalb eines geschlossenen Gerätegehäuses ist grundsätzlich kritisch. Daher werden gemäß Anspruch 17 die von einem gemeinsamen photoelektrischen Wandler empfangenen vorzugsweise periodischen optischen Meßsignale und die den Referenzzeitpunkt bestimmenden optischen Referenzsignale besser mittels einer gemeinsamen Samplingeinheit abgetastet und die zeitsignifikanten Punkte in der erfindungsgemäßen Weise an den gesampelten Signalen durchgeführt.

Eine besondere Problematik bei der Entfernungsmessung resultiert aus der Nichtlinearität des photoelektrischen Wandlers. Aufgrund nichtlinearer Effekte führt die Dynamik des Empfangssignals zu Meßfehlern. Diese Erfahrung gilt unabhängig von der optischen Signalform. Insbesondere tritt dieser Effekt verstärkt bei Avalanche-Photodioden auf, bei denen bei größeren Signalamplituden die Verstärkung aufgrund von Sättigungseffekten abnimmt. Unter der Annahme, daß das Produkt der Verstärkung und Bandbreite konstant bleibt, erhöht sich die Bandbreite mit abnehmender Verstärkung, d. h. die Vorderflanke des detektierten Impulses versteilert sich, so daß sich der zeitsignifikante Punkt zu kleineren Zeitwerten verschiebt. Damit werden bei konstantem Meßabstand zu einem Meßobjekt Meßentfernungen angezeigt, die vom jeweiligen Reflexionsgrad der Meßoberfläche abhängen. Es wird daher u. a. in der Europäischen Patentanmeldung 57447 (Ref. 3) festgestellt, daß eine optimale Meßgenauigkeit nur dann erzielbar ist, wenn die Amplituden der optisch empfangenen Referenz- und Meßsignale möglichst gleich sind. Dazu dienen bekannterweise einstellbare mechanische Dämpfungsglieder in Form von Filterrädern oder Graukeilen bzw. elektromagnetisch betriebene faseroptische Umschalter in den optischen Strecken der Referenz- und/oder Meßsignale. Solche Zusatzeinrichtungen führen dazu, daß sie aufgrund ihrer größeren Ansprechzeit die Meßzeit verlängern. Darüberhinaus erhöhen sie den technischen Aufwand.

Eine weitere Möglichkeit, das Nichtlinearitätsproblem anzugehen, besteht darin, Bauelemente mit möglichst schwachem nichtlinearem Übertragungsverhalten zu verwenden. Eine solche hardware-mäßige Optimierung ist langwierig. Bei den geforderten hohen Meßgenauigkeiten im Submillimeterbereich beispielsweise für Aufgaben der Qualitätskontrolle sind auch die verbleibenden nichtlinearen Bauelement-Kenngrößen oft nicht mehr tolerierbar.

Es ist daher nach Anspruch 18 vorteilhafter, die nichtlinearen Eigenschaften der eingesetzten Bauelemente bzw. Komponenten über einen meßtechnischen Kalibriervorgang exakt zu vermessen. Eine Korrekturreferenz (Nullfehlerkorrektur) kann vorzugsweise durch Gleichheit der Signalamplitude von Referenz- und Meßsignal festgelegt werden. Die Kalibrationsprozedur wird beispielsweise in der Form durchgeführt, daß das von einem feststehenden Retroreflektor empfangene optische Meßsignal über einen optischen Dämpfer in der Intensität stufenweise gedämpft wird. Die Kalibrierkennlinie, die insbesondere bei Avalanche-Photodioden stark nichtlinear ist, ist dann durch die negativen Abweichungen der vom Entfernungsmessgerät angezeigten Entfernungswerte in Abhängigkeit der Intensität des Empfangssignals gegeben. Die Korrekturdaten liegen anschließend in der Mikroprozessoreinheit in analytischer Form oder in Form einer Look-up-Tabelle vor. Eine Meßfehlerkorrektur erfordert zusätzlich eine Einheit zur meßtechnischen Bestimmung der jeweiligen Signalamplitude.

Ein anderes der Erfindung zugrunde liegendes bevorzugtes Verfahren der Meßfehlerkorrektur nach Anspruch 19 ist das folgende. Es stehen mittlerweile höchstfrequenztechnische Methoden der sehr genauen meßtechnischen Charakterisierung, Modellierung sowie Simulation nichtlinearer Bauelemente zur Verfügung (siehe beispielsweise G. Kompa, Modeling of dispersive microwave FET devices using a quasi-static approach, zur Veröffentlichung in MMWCAE, John Wiley & Sons, 1995). Die Anwendung auf Photodioden führt auf nichtlineare Netzwerkmodelle mit nichtlinearen Modellelementen. Über eine Simulation des Übertragungsverhaltens mit unterschiedlichen Empfangspegeln lassen sich rechnergestützt amplitudenabhängige Signallaufzeiten bestimmen; diese können dann in der Zeitmeßeinrichtung zur Meßfehlerkorrektur herangezogen werden. Zur Durchführung der Meßfehlerkorrektur ist wiederum die laufende Information über die Amplitude der Empfangssignale erforderlich. Der wesentliche Vorteil dieser Vorgehensweise liegt darin, daß es nicht mehr notwendig ist, das nichtlineare Verhalten eines jeden Bauelements oder einer jeden Komponente hardwaremäßig durch aufwendige Schaltkreise individuell zu linearisieren, oder durch Suche nach Ersatzkomponenten mit geringeren nichtlinearen Eigenschaften zu optimieren, sondern vielmehr wird die über einen Kalibrierprozeß gewonnene genaue Kenntnis der Auswirkung der jeweiligen nichtlinearen Eigenschaften auf die Laufzeitmessung genutzt, um rechnergestützt über ein Korrekturprogramm eine entsprechende Meßfehlerkorrektur der gemessenen Entfernung beispielsweise in der Mikroprozessoreinheit vorzunehmen. Im Gegensatz zum rein meßtechnischen Kalibrierverfahren nach Anspruch 18 ist das Rechnermodell allgemeingültig, d. h. unabhängig von den jeweiligen Betriebsbedingungen kann die Mikroprozessoreinheit eine Fehlerkorrektur vornehmen.

Eine rechnergestützte Fehlerkorrektur der nichtlinearen Übertragungseigenschaften insbesondere von Photodioden macht die bekannte Einfügung von optischen Dämpfern zur Signalangleichung prinzipiell überflüssig. Dadurch entfällt die Regelzeit der optischen Dämpfer, wodurch sich die Meßzeit erheblich verringert. Die empfangenen Meßsignale können damit nach Anspruch 20 unmittelbar dem photoelektrischen Wandler zugeführt werden, wodurch sich der technische Aufwand erheblich reduziert.

Mittels eines Scanners kann ein erfindungsgemäßes Entfernungsmessgerät gemäß Anspruch 21 für zwei- sowie dreidimensionale (2D, 3D) Meßaufgaben eingesetzt werden. Dabei bestimmt der Meßfleckdurchmesser des optischen Strahls die laterale Entfernungsauflösung. Problematisch ist bei diesen Meßaufgaben die Verwendung von leistungsstarken Laserdioden mit breiten Emissionsaperturen, wie beispielsweise in Ref. 2 gegeben, da es aufgrund der optischen Abbildungsgesetze nicht möglich ist, die Strahlung in einer Entfernung von einigen Metern auf einen Strahldurchmesser von etwa einem Millimeter zu fokussieren, was im Rahmen von Aufgaben zur Qualitätskontrolle ein oft geforderter Meßfleckwert ist. Eine 2D-oder 3D-Vermessung mit einer hohen lateralen Auflösung erfordert daher nach Anspruch 22 hinreichend kleine Laseraperturen, wie sie beispielsweise bei SH-Lasern mit geringer optischer Nennleistung gegeben sind. Erfindungsgemäß läßt sich jedoch eine erhebliche Leistungssteigerung durch Modulation der Laserdioden mittels einer Höchstinjektion erreichen. Die Anwendung der der Erfindung zugrunde

liegenden Strommodulation mit Höchstinjektion ermöglicht die Laseremission in einem Superspike, dessen optische Leistung ein Vielfaches der Laserdioden-Nennleistung bei hinreichend kleiner Laserapertur beträgt.

Eine Meßfleckminimierung großflächiger Laseraperturen kann dadurch erreicht werden, daß nach Anspruch 23 ein Laserchip mit größerer Apertur mittels einer Taperung eines optischen Wellenleiters auf eine kleinere Emissionsapertur reduziert wird. In einer bevorzugten Ausführungsform besteht der optische Wellenleitertaper aus einer getaperten optischen Faser.

Nach Anspruch 24 kann das Abtasten von Meßobjekten auch mittels eines faseroptischen Scanners gemäß einer möglichen Ausführungsform in der DE 39 04 634C2 erfolgen.

Die Erfindung wird anhand der beigefügten Figuren in der nun folgenden Beschreibung näher erläutert. Von den Figuren zeigen:

Fig. 1 das Blockschema eines Laserentfernungsmeßgeräts bekannter Art,

Fig. 2 das Blockschema eines Laserentfernungsmeßgeräts nach der Erfindung,

Fig. 3 Bandstruktur eines SH-Lasers (A), Brechzahlprofil und Intensitätsverteilung der optischen Welle bei quasi-statischer bzw. dynamischer Strommodulation bekannter Art (B),

Fig. 4 die wellenlängenabhängige Änderung des Realteils der Brechzahl des laseraktiven Materials (A) sowie den wellenlängenabhängigen Materialgewinn (B) als Funktion der injizierten Ladungsträgerdichte eines SH-Lasers,

Fig. 5 den Zeitverlauf eines erfindungsgemäßen optischen Superspikes,

Fig. 6 den erfindungsgemäßen Pumpstromgenerator (A) und ein Detailausschnitt (B) mit Entladekreis und Laserdiode,

Fig. 7 bevorzugte erfindungsgemäße Weiterbildungen des Entladekreises mit Laserdiode: Wärmesenke mit positiver Polarität (A), Wärmesenke mit negativer Polarität (B), Beispiel für einen mikrosystemtechnischen Aufbau (C),

Fig. 8 erfindungsgemäße beispielhafte Ausführungsformen der direkten Referenzsignalgewinnung: Gemeinsame für Referenz- und Meßsignal wirksame photoempfindliche Fläche (A), laterale Einkopplung des Referenzsignals in die Photodiode (B),

Fig. 9 Ersatzschaltung eines erfindungsgemäßen breitbandigen Photoempfängerschaltkreises (A), typische Impulsform eines empfangenen erfindungsgemäßen ultrakurzen Laserimpulses (B),

Fig. 10 eine Ersatzschaltung eines Photodetektors bekannter Art (A) und eine erfindungsgemäße erweiterte Ersatzschaltung (B) zur Kompensation von Hintergrundstrahlungseffekten,

Fig. 11 eine vereinfachte Darstellung der erfindungsgemäßen Zeitabstandsmessung an ultra-kurzen Impulsen: Einfache technische Ausführungsform mit Hilfe eines integrierten Bausteins TDC 10000 (A), erhöhte Zeitauflösung mittels eines Mikrowellenoszillators (B)

Fig. 12 das Blockschema eines bekannten Laserentfernungsmeßgeräts nach dem Samplingprinzip,

Fig. 13 das Blockschema eines erfindungsgemäßen Laserentfernungsmeßgeräts nach dem Samplingprinzip,

Fig. 14 eine graphische Darstellung zur Erläuterung der fehlerhaften Bestimmung des zeitsignifikanten Punktes bei unterschiedlichen Signalpegeln aufgrund von Nichtlinearitätseffekten des photoelektrischen

Wandlers.

Fig. 1 zeigt das vereinfachte Blockdiagramm eines Entfernungsmessers bekannter Art. Ein von einem Oszillator 37 kontrollierter Pumpstromgenerator 1 mit einer typischen Impulsfolgefrequenz von einigen Kilohertz steuert einen Lasersender 2 an, der eine Halbleiterlaserquelle aufweist, die zur Bereitstellung einer größeren optischen Leistung üblicherweise aus mehreren elektrisch in Serie geschalteten und aufeinander gestapelten Halbleiterchips (Laserdiodenstack) besteht. Der größte Teil 4 der emittierten Laserstrahlung 75 wird über eine Sendeoptik 3 auf das Ziel 5 abgestrahlt, dort reflektiert und als optisches Meßsignal 6 über eine Empfangsoptik 7 einer Photodiode 9 zugeführt, die das optische Meßsignal 78 in ein elektrisches Meßsignal 10 umwandelt.

Über einen optischen Koppler 15 gelangt ein geringer Teil der optischen Sendeleistung 77 als Referenzsignal 14 ebenso auf den Photodetektor 9 (Zeitreferenz). Der am Ausgang auftretende Doppelimpuls wird über einen Verstärker 11 verstärkt, einer Torimpulserzeugerstufe 72 zugeführt und in einer Zeitmeßeinrichtung 22 ausgewertet. Der optische Koppler ist üblicherweise ein Strahlteiler oder ein kleinflächiger Umlenkspiegel. Ebenso üblich ist es, das Referenzsignal über eine optische Faser 16 auf den Detektor zu leiten.

Üblicherweise wird mit Laserimpulsen gearbeitet, die eine Impulslänge von 5 bis 20 ns aufweisen. Das bedeutet, daß sich die Referenz- und Meßimpulse bei einer kurzen Meßentfernung überlappen; eine einwandfreie Impulsabstandsmessung ist dann nicht mehr möglich. Abhilfe kann dann dadurch geschaffen werden, daß der Referenzimpuls über eine optische Faser größerer Länge so sehr verzögert wird, daß dieser auch im Falle maximaler Meßentfernung nach dem Meßimpuls am Detektor eintrifft. Dies kann unter Umständen zu Faserlängen von einigen hundert Metern führen. Besonders nachteilig ist dann, daß die lange Referenzfaser aufgrund des endlichen Krümmungsradius ein größeres Volumen der Sende-/Empfangseinheit zur Folge hat. Weiterhin führen temperaturbedingte Längenänderungen der Faser praktisch zu nicht kontrollierbaren Laufzeitänderungen der optischen Impulse, so daß für eine präzise Entfernungs- bzw. Laufzeitmessung erfindungsgemäß eine längere optische Referenzfaser vermieden werden muß.

Die in Entfernungsmessgeräten verwendeten Photoempfänger bekannter Art weisen Bandbreiten von typisch 250 MHz auf. Damit liegen die Impulsflanken zur Bestimmung der zeitsignifikanten Punkte typisch bei 1,5 ns, so daß die im Nennbetrieb von einer SH-Laserdiode bereitgestellten optischen Impulse mit einer typischen Anstiegszeit < 1 ns nicht voll genutzt werden, was prinzipiell einer Verschlechterung der potentiellen Meßgenauigkeit bedeutet, da diese sich direkt proportional zur Anstiegszeit verhält. Ziel eines Radarkonzepts zur genauen Entfernungsmessung sollte es vielmehr sein, die relevanten Impulsflanken so zu versteilern, daß ihre Anstiegszeiten möglichst kleiner als die erforderliche Meßauflösung ist. Damit würden insbesondere die bekannten Probleme der dynamischen Zeitpunktbestimmung entfallen. Gegenüber bekannten Verfahren kommt der hier vorgeschlagene Lösungsweg dem generellen Ziel sehr nahe.

Fig. 2 zeigt das vereinfachte Blockschema eines erfindungsgemäßen Entfernungsmessgeräts zur Durchführung des Verfahrens nach Anspruch 1. Die grundsätzliche Funktionsweise ist mit der Darstellung in Fig. 1 ver-

gleichbar. Darüber hinaus bestehen wesentliche vorteilhafte Weiterbildungen, die im folgenden näher erläutert werden.

Erfindungsgemäß arbeitet das Entfernungsmessgerät mit ultra-kurzen Laserimpulsen hoher Impulsfolgefrequenz mit den Vorteilen einer höheren Meßgenauigkeit und einer höheren Meßgeschwindigkeit. Weiterhin erlauben die ultra-kurzen Impulse auch eine Messung im Nahbereich, da ab einem Abstand von einigen Millimetern keine Impulsüberlappung mehr auftritt. Dies hat den Vorteil, daß die übliche Referenzfaser mit temperaturbedingten Laufzeitänderungen entfallen kann. Die steileren Impulsformen tragen dazu bei, daß die Bestimmung der zeitsignifikanten Punkte sehr viel genauer erfolgen kann. Insgesamt führen die erfindungsgemäßen Ansprüche damit zu erheblich verbesserten Entfernungsmessgeräten, die insbesondere für 1-D-, 2-D- und 3-D-Aufgaben der Qualitätssicherung einsetzbar sind.

Die Erzeugung der ultra-kurzen Laserimpulse erfolgt mit sehr geringem technischem Aufwand vorzugsweise mit preiswerten SH-Lasern. Mit einer bevorzugten erfindungsgemäßen Ausführung eines Entfernungsmessgeräts mit einer gemeinsamen integrierten Samplingstufe für die Meß- und Referenzsignale werden typische radiale Meßunsicherheiten im Mikrometerbereich erreicht. Laterale Auflösungen liegen in der Größenordnung von 1 mm.

Eine wesentliche erfinderische Aufgabe besteht darin, für die Entfernungsmessung ultra-kurze Laserimpulse zu verwenden. Die in Entfernungsmessgeräten meist eingesetzten SH- und DH-Laserdioden arbeiten im quasi-statischen Betrieb, d. h. der zeitliche Verlauf des Pumpstroms ist so langsam, daß sich die Intensität der Laseremission des Halbleiterlasers entsprechend der Leistungs-Strom-Kennlinie einstellt. Wie den entsprechenden Datenblätter der Hersteller von Laserdioden entnommen werden kann, liegt bei DH-Lasern der erforderliche bezogene Pumpstromwert bei etwa 1 Ampere/Watt; bei SH-Lasern erhöht sich dieser auf etwa 4 Ampere/Watt. Hohe Pumpstromwerte in der Größenordnung von einigen zehn Ampere lassen sich mit Pumpstromgeneratoren, die Quecksilberschalter oder Thyristoren enthalten, erzeugen. Ihre Impulsfolgefrequenz ist jedoch auf den Hertz- bzw. unteren Kilohertzbereich beschränkt. Avalanche-Transistoren als schnelle Schalter sind insbesondere in Pumpstromgeneratoren mit geringerer Schaltleistung weit verbreitet. Zum Schalten höherer Pumpströme wird oft eine Anordnung aus mehreren parallelgeschalteten Transistoren verwendet, wobei die Synchronisation des Schaltzeitpunkts der einzelnen Transistoren schwierig ist. Die Impulsfolgefrequenzen bekannter Entfernungsmessgeräte mit höherer Ausgangsleistung liegen daher vielfach unterhalb von einem Kilohertz. Vereinzelt sind auch höhere Impulsfolgefrequenzen bis etwa 10 kHz bekannt geworden.

Im dynamischen Betrieb mit versteilter Anstiegsflanke des Pumpstromimpulses verläuft die Laseremission nicht mehr zeitsynchron zum Pumpstromverlauf. Es kommt zu einem typischen Einschwingverhalten des Lasers, das als Relaxationsschwingung oder Spiking bekannt ist. Das in Ref. 2 beschriebene Entfernungsmessgerät bekannter Art arbeitet mit leistungsstarken optischen Sendeimpulsen, die aus wenigen Schwingungsmaxima bzw. Laserspikes bestehen.

Fig. 3 zeigt die vereinfachte Darstellung der Bandstruktur eines SH-Lasers bekannter Art. Eine genaue Beschreibung des P-p-n $Al_{0.3}Ga_{0.7}As$ -GaAs Materialsy-

stems findet sich beispielsweise in H.C. Casey und M.B. Panish, Heterostructure Lasers, Academic Press, 1978. Sowohl bei quasi-statischer als auch dynamischer Modulation mit Stromamplituden bis zu etwa des 3-fachen Schwellstroms wird durch die injizierten Ladungsträger das durch den AlGaAs/GaAs-Heteroübergang 30 und durch den pn-Übergang 31 hervorgerufene asymmetrische Brechzahlprofil 28 des optischen Wellenleiters des Laserresonators nur unwesentlich verändert. Bei dem gegebenen mehrschichtigen Materialsystem, bestehend aus einer p-dotierten AlGaAs Schicht 25, einer p-dotierten 26 und n-dotierten 27 GaAs Schicht, liegt die Emissionswellenlänge bei Dotierungen bekannter Art näherungsweise bei 904 nm. Sie ändert sich nicht wesentlich während des quasi-statischen bzw. dynamischen Betriebs. Die transversale Verteilung der Intensität 29 der optischen Welle im Laserresonator nimmt trotz einseitig schwacher Indexführung durch den relativ geringen Brechzahlprung des pn-Übergangs außerhalb des laseraktiven Bereichs 26 stark ab.

Gemäß der Erfindung arbeitet das Entfernungsmessgerät mit optischen Impulsen hoher Leistung und hoher Impulsfolgefrequenz, die aus ultra-kurzen Laserspitzen bestehen, die weitgehend die Form symmetrischer Dreieckimpulse haben. Dies wird erfindungsgemäß nach Anspruch 32 durch eine dynamische Höchstinjektion von Ladungsträgern in die aktive Zone eines SH-Lasers, der eine bevorzugte Ausführungsform eines Halbleiterlasers mit schwacher Indexführung darstellt, erreicht. Betragen beispielsweise im Nennbetrieb bekannter Art die maximal zulässigen Pumpströme für einen SH-Laser das 3- bis 4-fache des Schwellstroms, so liegen die Stromamplituden bei der Höchstinjektion um ein Vielfaches höher. Bei dem erfindungsgemäßen Entfernungsmessgerät nach Anspruch 25 entspricht die Pumpstromamplitude für den eingesetzten SH-Laser etwa dem 2,5- bis 3-fachen des zulässigen maximalen Stromwerts im quasi-statischen Nennbetrieb. Aufgrund der damit verbundenen höheren Verlustleistung ist eine erhebliche Reduzierung der Pumpstromimpulsbreite erforderlich, was durch eine kompakte hybride Schaltungsauslegung des Pumpstromkreises erreicht wird. So liegt die Stromimpulsbreite typisch in der Größenordnung von 2 ns bei Stromamplituden von einigen 10 A. Aufgrund der sehr kurzen Pumpstromimpulse im Vergleich zu Entfernungsmessgeräten bekannter Art sind damit weit höhere Impulswiederholraten möglich. Üblicherweise liegen die Impulsfolgefrequenzen in der Größenordnung von einigen kHz. In Ref. 2 wird von einer maximalen Frequenz von 10,48 kHz berichtet. Das der Erfindung zugrunde liegende Entfernungsmessgerät arbeitet vorzugsweise mit einer Frequenz von 40 kHz. Die gegebene Ausführung erlaubt ohne weiteren technischen Aufwand einen Betrieb auch oberhalb von 100 kHz. Bei Verwendung von Substratmaterialien mit einer erhöhten Wärmeleitfähigkeit zur Temperaturstabilisierung des Transistorschalters im Pumpstromkreis sind Repetierfrequenzen von einigen 100 kHz erreichbar. Gegenüber bekannten Entfernungsmessern bedeutet dies eine erhebliche Leistungssteigerung.

Die ultra-kurzen Laserimpulse bestehen aus einem einzigen Anfangsspitze der Relaxationsschwingung des Lasers, deren optische Spitzenleistung die Lasernennleistung im quasi-statischen und dynamischen Betrieb um ein Vielfaches übertrifft, beispielsweise um den Faktor 10 bis 15. In diesem Fall arbeitet der Laser im indexgeführten Gain-Switching Mode. Ohne Pumpstrom stellt das mehrschichtige Materialsystem des Laserresonators

einen optischen Wellenleiter mit einseitig schwacher Indexführung dar. Im quasi-statischen sowie dynamischen Nennbetrieb wird das Übertragungsverhalten des Wellenleiters durch die injizierten Ladungsträger kaum verändert. Bei der erfindungsgemäßen Pumpstrommodulation einer Höchstinjektion werden die üblichen Werte der Ladungsträgerdichten erheblich überschritten, so daß der durch die unterschiedliche Dotierung des GaAs-Materials hervorgerufene Brechzahlprung 31 mit wachsender Ladungsträgerdichte immer mehr abgebaut wird. Damit nimmt die Indexführung des pn-Übergangs ab, womit sich die Intensitätsverteilung 29 verstärkt in den passiven Bereich 27 ausdehnt, was eine Abnahme des sogenannten Confinementfaktors und damit eine Erhöhung des quasi-statischen Schwellstroms zur Folge hat. Wird nun der Pumpstromimpuls in der Weise geformt, daß seine Anstiegsflanke extrem steil ist, so können auch nach Erreichen der sogenannten kritischen Trägerdichte, bei der Laseremission nach einer gewissen Verzögerungszeit auftreten kann, weiterhin kräftig Ladungsträger in den laseraktiven Bereich gepumpt. Mit den injizierten Ladungsträgern nimmt der Confinementfaktor weiter ab, es steigt aber der Materialgewinn. Übertrifft der modale Gewinn aus Materialgewinn und Confinementfaktor die Resonatorverluste, dann erfolgt eine ultra-kurze Laseremission. Aufgrund der gegenüber dem Nennbetrieb weit höheren Ladungsträgerdichte übertrifft die Laserintensität die Nennleistung um ein Vielfaches. Bei diesem erfindungsgemäßen indexgeführten Gain-Switching Betrieb des SH-Lasers ist die maximale Amplitude des Pumpstroms dadurch begrenzt, das mit den injizierten Ladungsträgern eine Indexführung der optischen Welle im Laserresonator — wenn auch sehr schwach — gerade noch aufrechterhalten bleibt. Ein Indiz für diesen erfindungsgemäßen Gain-Switching Lasermode ist die Wellenlänge der Laseremission, die näherungsweise der im Nennbetrieb entspricht.

Eine weitere der Erfindung zugrunde liegende bevorzugte Modulationsart von SH-Lasern ist nach Anspruch 33 der indexgeführte Q-Switching Mode, der Stromimpulse mit extrem schnellen Stromimpulsanstiegsflanken und extrem hohen Pumpstromamplituden erfordert. In diesem Fall nimmt die Trägerdichte innerhalb der normalen Verzögerungszeit zwischen Stromimpuls und Laseremission so stark zu, daß die bei geringeren Pumpstromimpulsen gegebene Indexführung des optischen Wellenleiters zunächst aufgehoben wird (siehe Brechzahlverlauf 67 in Fig. 3B). Fig. 4A zeigt den prinzipiellen wellenlängenabhängigen Verlauf der von der Trägerdichte abhängigen Brechzahländerung Δn . Die Trägerdichte n_1 32 repräsentiert den bei SH-Lasern üblichen Nennbetriebszustand. Die von den injizierten Ladungsträgern hervorgerufene Brechzahländerung ist vernachlässigbar gering. Die Trägerdichte n_2 33 beschreibt eine Höchstinjektion von Ladungsträgern mit gravierender Auswirkung auf das Brechzahlprofil und damit auf die Ausbreitungseigenschaften des optischen Wellenleiters des Laserresonators. Eine Laseremission mit der üblichen Wellenlänge von etwa 904 nm ist nicht mehr möglich, da die injizierte Ladungsträgerdichte einen negativen Beitrag zum Realteil des Brechungsindex 34 liefert und der Brechzahlprung des pn-Übergangs abgebaut wird. Da der optische Wellenleiter nicht mehr existiert, können weitere Ladungsträger injiziert werden. Mit den Ladungsträgern steigt der Materialgewinn. Wie Fig. 4B verdeutlicht, ist auch der Materialgewinn wellenlängenabhängig. Mit zunehmender Trägerdichte

verschiebt sich das Maximum des Gewinns zu kleineren Wellenlängen. Für das Einsetzen der Laseraktivität ist das Produkt aus Materialgewinn und Confinementfaktor, der sogenannte modale Gewinn, wesentlich. Laseremission ist dann im indexgeführten Q-Switching Mode gegeben, sobald der modale Gewinn die Laserresonatorverluste überkompensiert. Mit der andauernden Ladungsträgerinjektion bei unterdrückter Indexführung nimmt der Materialgewinn zu kleineren Wellenlängen mehr und mehr zu, gleichzeitig erhöht sich in diesem Wellenlängenbereich die Brechzahl im laseraktiven Bereich. Nach einer anomalen Verzögerungszeit von einigen Nanosekunden emittiert schließlich der SH-Laser bei einer gegenüber dem Nennbetrieb kleineren Wellenlänge. Aufgrund der anomalen Verzögerungszeit ist die gespeicherte Ladungsträgerdichte besonders hoch, was zu einem Superspike der Laseremission mit extrem hoher Amplitude führt.

Die Verzögerungszeit, die nach der Stromansteuerung eines Lasers bis zu seiner Emission vergeht, ist bekanntlich bei gegebener Pumpstromamplitude vom Wert des Schwellstroms abhängig. Da dieser von der Temperatur des Lasers abhängt, kann die Verzögerungszeit über eine Temperaturstabilisierung kontrolliert eingestellt werden. Laserdioden mit geringen Schwellstromdichten, die bei Höchstinjektion im indexgeführten Gain-Switching Mode arbeiten, lassen sich nach Anspruch 34 durch temperaturkontrolliertes Anheben des Schwellstromwertes auf einfache Weise in den indexgeführten Q-Switching Mode überführen.

Der in Fig. 5 beispielhaft dargestellte erfindungsgemäße optische Superspike mittels dynamischer Höchstinjektion unterscheidet sich grundlegend von den Signalformen bekannter Art, die in optischen Entfernungsmessgeräten Verwendung finden. Sie haben insbesondere eine sehr viel steilere Anstiegsflanke, die bei Verwendung in Entfernungsmessgeräten mit Einzelimpulsauswertung bekannter Art unmittelbar zu einer erheblichen Leistungssteigerung hinsichtlich Meßgenauigkeit und Meßgeschwindigkeit führen.

Die der Erfindung zugrunde liegende neuartige Modulation der dynamischen Höchstinjektion von typischen SH-Laserdioden führt dazu, daß diese ein Vielfaches ihrer optischen Nennleistung emittieren. So beträgt die Nennleistung einer LD-60 2,3 Watt. Wie Fig. 5 verdeutlicht, emittiert die Laserdiode im neuen Betriebszustand etwa 90 Watt, d. h. eine um den Faktor 39 höhere optische Impulsleistung. Damit werden gleichzeitig zwei Ziele erreicht: Die Bandbreite der erfindungsgemäßen ultra-kurzen optischen Signale ist weit größer als die bekannter Art. Das gleiche gilt für die erzeugten optischen Leistungen. Bei einer weitaus steileren optischen Impulsflanke gegenüber bekannten Signalformen um den Faktor 100 bis 200 sowie Leistungssteigerungen um den Faktor 30 bis 40 ist es daher offensichtlich, daß die Anwendung der ultra-kurzen Impulse zur Laufzeitmessung eine erhebliche Verbesserung der Meßgenauigkeit der Entfernungsmessung bedeutet.

Die ultra-kurzen Sendeimpulse hoher optischer Impulsleistung können mit einer hohen Impulsfrequenz abgestrahlt werden, ohne die international anerkannten Lasergrenzwerte für die Augensicherheit zu überschreiten. So läßt sich die Impulsfrequenz in Bezug auf Meßgeräte bekannter Art bei einer 1D-Vermessung um den Faktor 10 bis 20 steigern. Damit kann auch unter dem Gesichtspunkt der Augensicherheit die Meßzeit erheblich verkürzt werden.

Pumpstromkreise für Laserdioden werden üblicher-

weise mit gehäuteten Bauelementen in konventioneller Aufbau- und Verbindungstechnik nach Art der sogenannten "gedruckten Schaltungen" aufgebaut. Eine solche konventionelle Technik begrenzt die Packungsdichte des Pumpstromkreises und führt in Bezug auf einen planaren hybriden Aufbau mit ungehäuteten Chipbauelementen zu einer elektrisch längeren Leitungsführung. Die damit einhergehenden parasitären elektrischen Effekte bewirken eine Verlangsamung der in dem Pumpstromkreis stattfindenden elektrischen Schaltvorgänge und damit zu einer verzögerten Entladung des Ladungsspeichers. Dies führt dann bei den erforderlichen Nennpumpströmen zwangsläufig zu längeren Stromimpulsen und damit breiteren Laserimpulsen. Übliche Laserimpulsbreiten liegen in der Größenordnung von 5 bis 10 ns. Die Augensicherheit eines Laser-Entfernungsmessers setzt voraus, daß die mittlere abgestrahlte optische Leistung einen definierten Grenzwert nicht überschreitet. Dies ist der Grund, weshalb bekannte Meßsysteme eine relativ niedrige Impulswiederholrate von einigen Kilohertz aufweisen.

Fig. 6 zeigt eine praktische Ausführung des Pumpstromgenerators 1 des erfindungsgemäßen Entfernungsmessgeräts mit Entladekreis nach Anspruch 38. Er ist ein Avalanche-Impulsgenerator; beispielhafte Ausführungen finden sich in den unter Ref. 2 angegebenen Patentschriften. Die dort verwendeten Ladeleitungen als Ladungsspeicher sind dann vorteilhaft, wenn Stromimpulse mit einem Impulsdach definierter Amplitude erzeugt werden sollen. Nachteilig ist jedoch, daß der vom Avalanche-Transistor zur Verfügung gestellte Spannungshub dann nur noch halb so groß ist wie im Falle eines Ladekondensators. Die erfindungsgemäße dynamische Höchstinjektion von Ladungsträgern in den Halbleiterlaser erfordert eine besondere Aufbau- und Verbindungstechnologie, die parasitäre induktive Einflüsse jeglicher Art im Entladekreis möglichst vermeidet. Die Schaltungsrealisierung erfolgt daher in einer vorzugsweisen Ausführung in Hybridtechnik. Für den erfindungsgemäßen indexgeführten Q-Switching Effekt ist wesentlich, daß im Gegensatz zu Ref. 2 auch gemäß Anspruch 35 die Laserdiode in Chipform in den Pumpstromkreis integriert wird, da das Laserdiodengehäuse aufgrund der parasitären Gehäusereaktanzen die dynamische Stromimpulsvorderflanke verlangsamt und den Q-Switching Mode unterbinden kann. Weiterhin setzt die Superspike-Emission nach Anspruch 36 eine Einzeldiode voraus; ein Laserdiodenstack würde zu einer gestuften optischen Vorderflanke führen, die eine eindeutige präzise Zeitpunktbestimmung nicht mehr möglich macht. Der Diodenlaserchip ist auf eine Wärmesenke (Open Heatsink) gebondet, die vorzugsweise auf positivem Potential gegenüber Masse liegt, so daß sie vom metallischen Grundkörper des Substratträgers des Entladekreises elektrisch isoliert ist. Wegen der Temperaturstabilisierung der Laserdiode ist die Wärmesenke ebenso auch wärmetechnisch zu isolieren, um die Wärmeverluste möglichst gering zu halten. Nach Anspruch 37 sind auch Halbleiterquellen in Form von Laserdiodenarrays geeignet, die aufgrund ihrer starken optischen Kopplung einheitliche ultra-kurze optische Impulse erzeugen. Über die Versorgungsspannung am Kontakt 57 und den Kollektorwiderstand 56 wird der Chipkondensator 52 aufgeladen. Gegenüber einer Ladeleitung ermöglicht ein Ladekondensator eine erhebliche Flächenreduzierung des Pumpstromkreises. Die Realisierung des Kollektorwiderstands über mehrere in Serie geschaltete Chipwiderstände hat den Vorteil, daß

sich die mittlere Verlustleistung auf mehrere Widerstände verteilt. Damit können die einzelnen Chips für entsprechend geringere Leistungswerte ausgelegt werden, was sich wiederum günstig auf die Bauform auswirkt. Das Ausgangssignal des nicht näher beschriebenen 40 kHz-Oszillators, der als Triggergenerator für den Pumpstromkreis fungiert, gelangt über ein Eingangsnetzwerk aus dem Widerstand 59 und dem Kondensator 60 an die Basis des Avalanche-Transistors 64. Als reflexionsfreier Abschluß des Triggersignals dient der Widerstand 61, der hochfrequenzmäßig über einen Kondensator 62 auf Masse gelegt ist. Die Vorspannung am Kontakt 63 dient zur Einstellung der Basisvorspannung. In einer bevorzugten Ausführung ist der Widerstand 61, der aufgrund seines niederohmigen Wertes nicht zu einer Selbsttriggerung des Transistors führt, unmittelbar auf Masse gelegt. Bei Triggerung des Transistors erfolgt eine Entladung des Kondensators 52 auf elektrisch kürzestem Wege über die Kollektor-Emitter-Strecke des Transistors 53 und den Laserchip 49 zur Masse 47. Von besonderer Bedeutung ist, daß der Entladekreis in der Weise angeordnet ist, daß seine minimale elektrische Länge nur durch die Bauform der Bauelemente-Chips sowie durch die zur Drahtbondung von Transistor und Laserdiode benötigten Leitungslängen begrenzt wird.

Nach Anspruch 39 werden in einer weiteren Ausbildung der Erfindung Laserdiode 49, Transistor 53 und Ladungsspeicher 52 auf einer gemeinsamen Wärmesenke 48 konzentriert angeordnet. Dies hat einerseits den Vorteil einer Reduzierung der elektrischen Verbindungen des Entladekreises, andererseits ist nach Anspruch 65 eine vereinfachte gemeinsame Temperaturkontrolle von Laserdiode und Avalanche-Transistor möglich.

Eine weitere erfindungsgemäße Ausführungsform des Entladekreises mit Laserdiode ist nach Anspruch 40 in Fig. 7A dargestellt. Bei einer solchen optimalen Packungsdichte sind Laserdiode 49, Ladekondensator 52 und Avalanche-Transistor 53 vorzugsweise in einer Reihe in jeweils geringem Abstand voneinander angeordnet, so daß auf denkbar kürzestem Wege eine Entladung des Kondensators über den Transistor und die Laserdiode erfolgen kann. Die elektrisch leitende Bondfläche 65 ist über ein nicht weiter gekennzeichnetes dünnes Substrat von der Wärmesenke 48 elektrisch isoliert. Isolierendes Substrat und leitende Bondfläche lassen sich auch über Sputtertechniken einfach herstellen.

Fig. 7B zeigt eine entsprechende erfindungsgemäße Ausführung nach Anspruch 41, falls die Kathode des Diodenlaserchips auf dem Wärmesenkepotential liegt. In diesem Fall sind die Bauelemente in der Reihenfolge Laserchip-Transistor-Kondensator angeordnet. Von besonderem Vorteil zeigt sich, daß die Wärmesenke nun auf Massepotential liegt, so daß ein Massekontakt zu anderen Schaltungsteilen des Entfernungsmessgeräts auf einfache Weise hergestellt werden kann. Die vollständige Integration von Laserdiode und Entladekreis ist für die dynamische Höchstinjektion aufgrund weiterer Reduzierung der parasitären Schalteffekte von großem Nutzen, zum anderen führt sie zu einer Miniaturisierung des Lasertransmitters.

Fig. 7C zeigt eine weitere erfindungsgemäße beispielhafte mikrosystemtechnische Realisierung der Sendeinheit in quasi-monolithischer Aufbau- und Verbindungstechnologie (AVT), wie sie beispielsweise in A. Fathy et al., "Miniature Gain Block Satellite Communication Transceivers", MTT-S '87, 565—567, beschrieben ist. Erfindungsgemäß besteht der Grundkörper 99 hier aus Siliziummaterial, da sich dieses mikromechanisch

mittels Trockenätztechniken gut bearbeiten läßt. Es können beispielsweise unterschiedliche Vertiefungen in ein Si-Substrat generiert werden. Durch leichtes Aufbringen einer ca. 2 µm dicken SiO₂ Schicht (Quartz) 101 wird zudem eine gute elektrische Isolation gewährleistet. Elektrisch leitende Kontaktflächen 48 und 65 werden mittels Sputtertechniken hergestellt. Nach Einfügen der entsprechenden Bauelement-Chips wie Laserdiode 66 und Transistor 53 können diese mit Polyamid verklebt werden. Das fotoempfindliche Polyamid läßt sich leicht strukturieren, und stellt somit ein geeignetes Maskenmaterial für die anschließend durchzuführende elektrische Kontaktierung 98 dar.

Nach Anspruch 43 wird erfindungsgemäß das optische Referenzsignal über die rückwärtige Laseremission eines Halbleiterlaserchips gewonnen. Das optische Referenzsignal kann nach Anspruch 44 über eine optische Faser zugeführt werden. In einer besonders vorteilhaften Ausführungsvariante wird nach Anspruch 45 das optische Referenzsignal unmittelbar dem photoelektrischen Wandler zugeführt. Fig. 8A verdeutlicht eine solche Ausführungsform einer integrierten Sendeeinheit und Empfangseinheit des erfindungsgemäßen Entfernungsmessgeräts. Eine Besonderheit der gegebenen Anordnung ist dadurch gegeben, daß der Diodenlaserchip 66 und der Chip 102 der Photodiode in unmittelbarer Nähe so angeordnet sind, daß die an der rückseitigen Apertur des Lasers austretende parasitäre Strahlung unmittelbar als Referenz für die Impulslaufzeit des Sendepulses 77 dient. Damit entfällt der in Fig. 1 ausgewiesene optische Koppler 15 sowie die Referenzfaser zur optischen Verbindung der separaten Baueinheiten von Lasertransmitter und Photodetektor. In der erfindungsgemäßen Anordnung sind diese nach Anspruch 46 bzw. 66 in einer Baueinheit mikrosystemtechnisch miteinander integriert.

Während in Fig. 8A die Referenzstrahlung über einen Streukörper 103 nach Anspruch 47 bzw. 48 auf die gemeinsame strahlungsempfindliche Fläche der Diode 102 gestreut wird, erfolgt die Einkopplung in Fig. 8B nach Anspruch 49 in lateraler Richtung. Die Leistung der rückwärtigen Laserstrahlung sowie die benachbarte Lage der Photodiode führen trotz geringerer lateraler Photoempfindlichkeit zu einem elektrischen Referenzsignal hinreichender Amplitude.

Der Empfang ultra-kurzer Laserimpulse erfordert entsprechend breitbandige Empfängerschaltkreise. Fig. 9A zeigt eine mögliche Ausführungsform nach Anspruch 26 und Fig. 9B ein vorläufiges Ausgangssignal eines am Eingang empfangenen ultra-kurzen optischen Impulses. Der Breitbandverstärker besteht vorzugsweise aus einer Si-PIN-Photodiode 79, einer Transimpedanzverstärkerstufe 80 mit einem Rückkopplungswiderstand R_f 81, einer weiteren Verstärkerstufe 82 sowie einem Ausgangstreiber 83. Bei dem verwendeten Feldeffekttransistorbaustein handelt es sich beispielsweise um den Mikrowellen-HEMT vom Typ JS8902-AS der Firma Toshiba. Aufgrund der Schaltkreis-Frequenzbandbreite von einigen Gigahertz ist die Schaltung in Planartechnologie aufgebaut. Die FET-Bausteine sind in "Chip-and-wire"-Technik in die planare Schaltung eingebracht. Denkbar ist auch eine Ausführung des Schaltkreises in monolithischer Technologie als MMIC.

In einer weiteren Ausführungsform wird aufgrund der höheren Empfindlichkeit im erfindungsgemäßen Entfernungsmessgerät nach Anspruch 25 bzw. 50 eine schnelle Avalanche-Photodiode gemäß Anspruch 53 mit Anstiegszeiten in der Größenordnung von 100 ps ver-

wendet. Obgleich sie damit nicht an die gegebene Bandbreite der ultra-kurzen optischen Impulse angepaßt sind, ermöglicht die Ausführung nach Anspruch 17 die Lösung der gestellten Meßaufgabe einer sehr präzisen dreidimensionalen Vermessung von Flächenelementen mit einer radialen Auflösung im Submillimeterbereich.

Die Messung an glühenden Oberflächen stellt ein besonderes meßtechnisches Problem dar. Aufgrund der vorherrschenden Hintergrundstrahlung hat diese in der Photodiode einen zusätzlichen DC-Stromanteil in Folge, der, ausgehend von dem Ersatzschaltbild eines Avalanche-Photodetektors bekannter Art in Fig. 10A, am Vorwiderstand R1 73 einen zusätzlichen Spannungsabfall hervorruft, wodurch sich der eingestellte Arbeitspunkt der Diode 72 verschiebt und der Multiplikationsfaktor M verändert. Dadurch ändert sich die Signalamplitude sowie aufgrund des nichtlinearen Charakters der Photodiode auch die Signalform. Eine Verkleinerung des Widerstands R1 kann den Einfluß der Hintergrundstrahlung verringern, aber nicht vollständig beseitigen. Zudem dient R1 als Vorwiderstand zur Strombegrenzung und kann daher nicht beliebig klein gewählt werden. Fig. 10B zeigt gemäß Anspruch 54 eine erfindungsgemäße erweiterte Photodetektorschaltung, die durch geeignete Nachführung der Detektorvorspannung U_v 71 den Hintergrundstrahlungseffekt auf die Photodiodenspannung U_{APD} kompensiert. Dies geschieht über eine Reglereinheit 70, der über einen Meßwiderstand R2 74 den Momentanwert des Arbeitsstroms I_{PC} der Photodiode registriert. Abweichungen vom Sollwert werden durch entsprechende Änderungen der Detektorvorspannung U_v ausgeglichen. Für die Kennlinie des Reglers besteht offensichtlich der funktionelle Zusammenhang zwischen der Kontrollspannung U_{R2} und der Detektorvorspannung U_v : $U_v = U_{APD} + ((R1 + R2)/R1)U_{R2}$ mit $R1 < R2$. Soll zusätzlich der innere Serienwiderstand R_s der Photodiode berücksichtigt werden, so ist R2 um diesen Widerstandswert zu erhöhen. Mit $R_s < R2$ kann der Serienwiderstand allgemein vernachlässigt werden. Bei einer bevorzugten Ausführung des erfindungsgemäßen Entfernungsmessgeräts ist die Zeitkonstante deutlich schneller als die Repetierfrequenz von 40 kHz und wesentlich langsamer als die Zeitdauer eines optischen Impulses.

Ein gravierender Vorteil dieser erfindungsgemäßen Detektorschaltung liegt darin, daß auf Interferenzfilter zur Abblockung der Hintergrundstrahlung verzichtet werden kann. Dies wiederum ist Voraussetzung bei optischen Impulsen, deren optische Bandbreite nicht sehr klein ist, wie dies beispielsweise bei geschirpten Impulsen der Fall ist.

Die Impulsabstandsmessung von Referenz- und Empfangssignal (Doppelimpuls) ist aufgrund der ultra-kurzen Impulsflanken mit den bekannten integrierten Schaltkreisen nicht mehr durchführbar. ECL-Gattern haben typische Anstiegszeiten von 200 ps und sind damit zur Auswertung der ultra-kurzen Impulse nicht geeignet. Eine erfindungsgemäße vereinfachte dargestellte Ausführungsform zur Abstandsmessung zeigt Fig. 11A. Sie zeichnet sich durch einen sehr geringen technischen Aufwand bei relativ hoher Meßgenauigkeit aus. Der vom Photodetektor 9 empfangene und über die Verstärkerkette (80, 82, 83) verstärkte Doppelimpuls, bestehend aus dem Referenz- und Meßsignal, wird über einen angepaßten Signalteiler 84 zum einen auf den positiven Eingang eines ultra-schnellen Komparators in vorzugsweise GaAs-Technologie 85 gegeben, zum anderen gelangt ein Teil zeitverzögert auf den negativen Eingang,

der über eine Referenzspannung so vorgespannt ist, daß Rauscheffekte am Eingang des Komparators unterdrückt werden. Der Komparator enthält im wesentlichen nach Anspruch 27 einen ultra-schnellen Differenzverstärker, wie er prinzipiell aus S. Feng et al., "A 4 Gs/s and 10 mV latched comparator in 0.5 μ m GaAs HEMT technology", ESSDRC (1991) (Ref. 3), bekannt ist. Die Schaltkreisausführung in 0.5 μ m FET-Technologie erlaubt die Verarbeitung von Signalfrequenzen bis etwa 4 GHz. Da die obere Frequenzgrenze im wesentlichen von der Eingangskapazität der verwendeten FETs abhängig ist, sieht die erfindungsgemäße Ausführung des Komparators nach Anspruch 28 Mikrowellen-FETs mit Gatelängen von typisch 0.15 bis 0.25 μ m vor, so daß diese gegenüber Ref. 3 um den Faktor 2 bis 3 schneller sind. Damit ist es möglich, die ultrakurzen Impulse einwandfrei zu triggern. Die Zeitverzögerung t_{d1} bestimmt die Breite der am Ausgang des Komparators auftretenden Rechteckimpulse.

Nach Anspruch 29 erfolgt die Zeitabstandsmessung der am Ausgang des Komparators 85 auftretenden Impulse in der Weise, daß der geformte Doppelimpuls über einen Signalteiler 86 zum einen zeitverzögert auf den START-Eingang und zum anderen unverzögert auf den STOP-Eingang eines hochgenauen Zeitdifferenzmessers 87 vom Typ TDC 10000 der Firma MSC gelangt. Die Zeitabstandsmessung setzt ein, sobald ein Startsignal vorliegt. Da die Zeitverzögerung t_{d2} in der Größenordnung der Impulsdauer eines ultra-kurzen Impulses liegt, gelangt zunächst ein Referenzimpuls an den STOP-Eingang und wird ignoriert. Zeitverzögert trifft der Referenzimpuls auch am START-Eingang ein und setzt den Zeitmeßvorgang in Gang. Das Eintreffen des Meßsignals am STOP-Eingang beendet die Zeitauswertung. Die Einzelschuß-Entfernungsmeßauflösung des integrierten Bausteins in CMOS-Technik beträgt 50 ps, was einer Entfernungsauflösung von 7.5 mm entspricht.

Fig. 11B zeigt eine erfindungsgemäße Schaltungsvariante mit hoher Zeitauflösung nach den Ansprüchen 30 und 31. Das Ausgangssignal eines Mikrowellenoszillators 88 mit der Frequenz f_1 gelangt über einen Teiler 89 auf den Mischer 90, der mit der Frequenz f_2 eines Lokaloszillators 91 am Ausgang eine Zwischenfrequenz $|f_1 - f_2|$ bereitstellt. Anschließend wird das Signal nach Passieren eines Filters 92 mittels eines Verstärkers 93 verstärkt. Das Ausgangssignal entspricht dann dem Signal des Oszillators 37 in Fig. 1. Das Signal des Mikrowellenoszillators gelangt weiterhin auf eine nicht näher beschriebene Zählereinheit 94. Da die Sendesignalfrequenz mit dem Oszillatorsignal synchronisiert ist, entspricht der maximale Fehler bei der Zeitauswertung des Torimpulses dem Zeitabstand zweier Zählimpulse.

Fig. 12 zeigt das Blockschaema eines bekannten optischen Entfernungsmessgeräts nach Ref. 2, das nach dem Sampling-Prinzip arbeitet. Ein von einem Oszillator 37 kontrollierter Pumpstromgenerator 1 mit einer Pulsrepetierfrequenz (PRF) von 10.48 kHz steuert einen Lasersender 2 an, der aus mehreren elektrisch in Serie geschalteten und aufeinander gestapelten Halbleiterchips (Laserdiodenstack) besteht. Wegen der durch Reflexion an Meßebenen mit geringem Reflexionsgrad auftretenden größeren Leistungsverluste werden Einfachheterostruktur-Laser bevorzugt eingesetzt. Der größte Teil 4 der emittierten Laserstrahlung 75 wird über eine Sendeoptik 3 auf das Ziel 5 abgestrahlt, dort reflektiert und als optisches Meßsignal 6 über eine Empfangsoptik 7 dem Meßkanal 8 zugeführt. Eine Photodi-

ode 9 wandelt das optische Meßsignal 75 in ein elektrisches Meßsignal 10 um. Dieses wird über einen Verstärker 11 verstärkt und einer Meßkanal-Samplingstufe 12 zugeführt. Im Falle einer Avalanche-Photodiode mit einer inneren Verstärkung bilden der photoelektrische Wandler 9 und der Verstärker 11 eine Baueinheit 23. Ein optisches Interferenzfilter 13 sorgt für ein Abblocken der Hintergrundstrahlung. Die Entfernung des Meßgeräts zum Meßobjekt, die offensichtlich der doppelten Laufzeit des Sendeimpulses vom Meßgerät zum Meßobjekt entspricht, erfordert eine Zeitreferenz, die den Zeitpunkt der Sendeimpulsausendung festlegt. Ein solcher optischer Referenz- oder Startimpuls 14 wird dadurch gewonnen, daß, wie aus Fig. 1 ersichtlich, über einen optischen Koppler 15 ein geringer Teil der optischen Sendeleistung 77 über eine optische Referenzfaser 16 auf einen weiteren Photoempfänger 17, der als Referenzempfänger dient, geleitet wird. Im weiteren entsprechen die kaskadierten Funktionsblöcke des Referenzkanals 45 denen des Meßkanals. Die Baueinheit 23, die eine Avalanche-Photodiode mit innerer Verstärkung aufweist, kann im Falle des Referenzempfängers aufgrund der ausreichend vorhandenen optischen Referenzleistung meist durch eine Photodiode ohne innere Verstärkung ersetzt werden, so daß der Verstärkerblock 18 in der Baueinheit 24 entfällt. Die Zeitabstandsmessung erfolgt an den gesampelten Referenz 20 und Meßimpulsen 21 in einer Zeitmeßeinrichtung 22. Ein besonderes Problem ergibt sich bei dem bekannten Systemkonzept, daß die Abtastung der Referenzimpulse und Meßimpulse mittels separater Samplingstufen 12 und 19 erfolgt. Die Erfahrung zeigt, daß ein Temperaturgleichlauf der Samplingstufen in einem größeren Temperaturbereich kaum möglich ist. Eine Temperaturstabilisierung der kompletten Stufen ist durchaus denkbar, jedoch wegen des erheblichen technischen Aufwandes kaum vertretbar. Es ist daher nach Anspruch 50 vorteilhaft, das in Fig. 12 über einen optischen Koppler gewonnene Referenzsignal in den Meßkanal vorzugsweise zwischen Interferenzfilter 13 und Photodiode 9 einzukoppeln. Dies kann in weiteren Ausführungsformen auch vor der Empfangsoptik 7 oder vor dem Interferenzfilter sein.

Wie Ref. 2 weiterhin zu entnehmen, liegt die Impulsbreite der optischen Sendesignale oberhalb einer Nanosekunde. Bei der gegebenen optischen Spitzenleistung von einigen Watt und der Pulsrepetierfrequenz von etwa 10 kHz ist die Laserstrahlung des Meßgeräts als augensicher (Klasse-1-Lasersystem) einzustufen. Bei den gegebenen optischen Impulsbreiten und der wegen des Samplingprinzips erforderlichen hohen Wiederholfrequenz konnte die Laserdiode zur Einhaltung der Sicherheitsvorschriften nur mit einer Stromamplitude ausgesteuert werden, bei der sie nur 20 bis 25% ihrer optischen Nennleistung emittierte. Eine weitere Kürzung des optischen Impulses ist wünschenswert, da dies unter Beibehaltung der Augensicherheit zu einer höheren optischen Leistung und zu einer höheren Impulswiederholrate führt und der Meßvorgang beschleunigt wird.

Fig. 13 zeigt eine Ausführungsform des erfindungsgemäßen Entfernungsmeßgeräts nach dem Oberbegriff der Ansprüche 1 und 25 sowie 50. Es entspricht dem Systemkonzept nach Fig. 12, jedoch erfolgt der Empfang der optischen Referenz- und Meßsignale erfindungsgemäß mittels einer einzigen Photodiode und die Abtastung der Referenz- und Meßsignale erfindungsgemäß über eine gemeinsame Samplingstufe, so daß sich eine Temperaturdrift in gleicher Weise auf die elektri-

schen Referenz- und Meßimpulse auswirkt und damit keinen Einfluß auf die Genauigkeit der Abstandsmessung mehr hat. Eine geeignete Ausführungsform einer hinreichend breitbandigen Samplingstufe ist beispielsweise in W. Thomann et al., "A 40 GHz/9 ps sampling head for wideband applications", Proc. EuMC '91, 830-835, beschrieben. Eine Sendeoptik 3, die vorzugsweise aus zwei Achromaten besteht, fokussiert den optischen Sendestrahl 4 über einen Umlenkspiegel 35 und Spiegelscanner 36 in der Meßebene 5. Dort wird der Impuls diffus reflektiert. Ein Teil der reflektierten Strahlung wird vorzugsweise über einen XY-Spiegelscanner 36 auf eine weitere Zweilinsenanordnung 7 vorzugsweise aus Achromaten gelenkt und auf einen photoelektrischen Wandler 23, der vorzugsweise eine Avalanche-Photodiode enthält, fokussiert. Zur Generierung des Referenzimpulses wird direkt über eine optische Faser 16 als Referenzstrecke ein geringer Teil des optischen Sendeimpulses zur Photodiode geleitet. Am Ausgang des Photodetektors 23 stehen zwei elektrische Impulse in Form eines Doppelimpulses zur Verfügung, deren zeitlicher Abstand ein Maß für die zu messende Entfernung zum Objekt ist. Die schnellen elektrischen Impulse am Ausgang der Photodiode werden über ein Bias-Netzwerk 43, das die Vorspannung für die Photodiode bereitstellt, an den Eingang der Samplingstufe 12 geführt. Mittels eines A/D-Wandlers 38 gemäß Anspruch 51 wird das abgetastete analoge Doppelsignal 44 in ein entsprechendes digitalisiertes Signal umgewandelt und anschließend gemäß Anspruch 52 zu einer Mikroprozessoreinheit 39 übertragen, der die Datenauswertung übernimmt, d. h. den Zeitabstand der Doppelimpulse sowie ihre Amplituden bestimmt. Nach Anspruch 14 erfolgt die Zeitbestimmung vorzugsweise mittels der Impulsvorderflanken der abgetasteten Referenz- und Meßsignale. Eine weitere Aufgabe der Mikroprozessoreinheit ist die Steuerung des Spiegelscanners. Aus der ermittelten radialen Entfernungsinformation und der Position der Scannerspiegel kann die Mikroprozessoreinheit eine dreidimensionale Oberflächenkontur des Meßobjekts errechnen, die auf der Anzeigeeinheit 40 graphisch dargestellt wird.

Ein besonderes Problem der Laufzeitmessung ergibt sich aus der Signaldynamik der Meßsignale. Die Erfahrung zeigt, daß der vom Meßgerät angezeigte Entfernungswert im allgemeinen von der Intensität bzw. der Amplitude des Empfangssignals abhängt. Dies gilt für beliebige Signalförmigkeiten, insbesondere auch für harmonische Signale, die bei dem Phasenvergleichsverfahren Verwendung finden. Dies wird beispielhaft anhand von normierten abgetasteten Empfangssignalen einer Avalanche-Photodiode in Fig. 14 deutlich. Mit der Zunahme der Empfangsamplitude verschiebt sich der durch einen 40%-igen Signalpegel definierte Meßzeitpunkt zu kürzeren Zeitwerten ($t_3 > t_2 > t_1$). Um derartige signalpegelabhängige Laufzeitfehler aufgrund der nichtlinearen Eigenschaften der photoelektrischen Wandler bei Großsignalaussteuerung möglichst zu vermeiden, werden nach bekannter Art mit Hilfe von einstellbaren Dämpfungsgliedern wie Graukeilen und Filterrädern die Intensitäten bzw. die Amplituden der Referenz- und Meßsignale einander angeglichen, so daß der photoelektrische Wandler für beide Signale in gleicher Weise ausgesteuert wird. Eine Signalnachführung kostet grundsätzlich Zeit und verzögert den dynamischen Meßablauf. Die technische Realisierung elektrischer oder optischer Regelglieder bedeutet zudem einen zusätzlichen Aufwand.

In einer bevorzugten Ausführungsform wird die in Fig. 14 erkennbare signalpegelabhängige Zeitpunktverschiebung aufgrund der nichtlinearen Übertragungseigenschaften der Photodiode nach Anspruch 19 über ein geeignetes nichtlineares Netzwerkmodell, das über den bekannten Prozeß der experimentellen Modellierung gewonnen wird, in der Mikroprozessoreinheit fehlerkorrigiert.

Die am Ausgang des A/D-Wandlers vorliegenden gespeicherten Daten entsprechen den zu äquidistanten Zeitpunkten abgetasteten Signalwerten des Doppelimpulses. Eine direkte Abstandsmessung an den zeitdiskretisierten Signalen des Doppelimpulses, die durch das jeweilige Überschreiten eines definierten Signalschwellwerts bestimmt wird, ergibt sich ein maximaler Auswertefehler, der dem 2-fachen zeitlichen Abstand aufeinanderfolgender Abtastpunkte entspricht. Bei einem Meßbereich von beispielsweise 2 m und einer geforderten Auflösung von 1 mm müßten mindestens 2000 Abtastpunkte vorliegen. Gemäß Anspruch 55 erfolgt die Bestimmung des zeitsignifikanten Punktes nicht direkt über die zeitdiskreten Signaldaten, sondern erfindungsgemäß indirekt über eine lineare Regression. Dazu werden vorzugsweise alle Abtastpunkte, die auf der jeweiligen Impulsvorderflanke im Bereich von 10 und 90% der Signalamplitude liegen über eine Ausgleichsgerade im Sinne der kleinsten Fehlerquadrate angeglichen. Der Schnittpunkt mit dem gewählten Schwellwert ergibt dann gegenüber der direkten Zeitbestimmung einen verbesserten zeitsignifikanten Punkt. Eine anschließende Integration über weitere Meßereignisse ermöglicht eine verbesserte Abstandsmessung. Aus Zeitgründen ist es nach Anspruch 56 günstiger, die zeitliche Integration der zeitdiskretisierten Signale vor der Bestimmung der zeitsignifikanten Punkte vorzunehmen. Bei der beispielhaften Ausführungsform des erfindungsgemäßen Entfernungsmessgeräts werden bei einem Meßbereich von 2 m, 1024 zeitdiskretisierten Abtastpunkten und einer Integration über 16 Meßereignisse eine Meßunsicherheit von 200 bis 300 Mikrometer erreicht.

Zur 3-D-Vermessung arbeitet das erfindungsgemäße Entfernungsmessgerät mit einem Spiegelscanner 36. Nach Anspruch 24 ist auch ein faseroptischer Scanner verwendbar, der prinzipiell aus der PS 3904634C2 bekannt ist. In einer erfindungsgemäßen Ausführungsform erfolgt nach Anspruch 57 die Sendestrahlfoкусierung sowie der Empfang der reflektierten optischen Impulse nicht über eine schwingende Sende- und Empfangsoptik, sondern über eine gemeinsame statische Sende-/Empfangsoptik. Eine solche Anordnung führt zu größeren Empfangsaperturen. Denkbar ist nach Anspruch 58 auch eine optische Sende-/Empfangseinheit, die aus einer Kombination einer schwingenden Sendefaser nach der OS 3825081 A1 und einer statischen Empfangsoptik besteht. Dabei kann die schwingende Faser koaxial oder parallel zur optischen Achse des Empfängers angeordnet sein. Bei der parallelen Anordnung verläuft die Schwingungsebene tangential zur Kontur der Empfangslinse. Die Strahlfoкусierung erfolgt vorzugsweise mit einer mitschwingenden Selfoc-Linse. Bei einer koaxialen Anordnung weist die Empfangslinse nach Anspruch 59 vorzugsweise einen Spalt zur Aufnahme der schwingenden Sendefaser auf. Wegen des Abschattungseffekts kann die Faser auch mit einer geringen Ablage von der optischen Achse des Empfängers angeordnet sein.

Die mittels der schwingenden Sendefaser hervorgerufene Positionsänderung des Meßflecks führt auf der

photoempfindlichen Detektorfläche zu Verschiebungen des Abbildungspunktes. Großflächige Dioden besitzen große Ansprechzeiten. Erfindungsgemäß besteht der Photodetektor nach Anspruch 60 aus einem Photodiodenarray, bestehend aus mehreren engbenachbarten und linear angeordneten und elektrisch voneinander isolierten Diodenchips.

In einer weiteren Ausführungsvariante nach Anspruch 67 wird die Richtung des über eine Selfoc-Linse fokussierten Sendestrahls über einen mitschwingenden kleinen Umlenkspiegel, der beispielsweise am Ende des mechanischen Schwingers angebracht ist, um 90° gedreht, so daß in der Ruhephase der schwingenden Sendefaser die optischen Achsen des Sendestrahls und der Empfangsoptik übereinstimmen. Die Strahlumlenkung kann auch über eine Abschrägung des Faserendes erfolgen.

Die Bestimmung der Sendestrahlrichtung erfolgt über eine Positionsbestimmung der jeweiligen Auslenkung der Sendefaser, die vorzugsweise über eine Federzunge ausgelenkt wird. Vorzugsweise wird nach Anspruch 61 die Metallzunge über eine Leuchtdiode angestrahlt und das reflektierte Licht von einem Positionsdetektor beispielsweise vom Typ S3274 empfangen. Sender und Empfänger sind vorzugsweise um 90° versetzt. Mit einer solchen einfachen und kostengünstigen Anordnung ist die Faserposition mit hoher Genauigkeit bestimmbar.

Patentansprüche

1. Entfernungsmessverfahren nach dem Prinzip der Laufzeitmessung eines optischen Meßimpulses, der von einem Meßgerät ausgesandt, an einem Zielgegenstand reflektiert und als optisches Echosignal vom Meßgerät mittels einer Detektoreinrichtung empfangen wird, die einen mit dem Empfangszeitpunkt des optischen Meßimpulses in definierter Weise verknüpften Meßzeitpunkt ermittelt, dessen zeitlicher Abstand zu einem mit dem Sendezeitpunkt des optischen Meßimpulses in definierter Weise verknüpften Referenzzeitpunkt gemessen und zur Bestimmung der Laufzeit ausgewertet wird, dadurch gekennzeichnet, daß zur Laufzeitmessung ultra-kurze Impulse hoher optischer Impulsleistung und hoher Impulsfolgefrequenz mit einer geringen mittleren Leistung verwendet werden.
2. Entfernungsmessverfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die ultra-kurzen optischen Impulse vorzugsweise mit Hilfe von Halbleiterlasern erzeugt werden, deren Laserresonator einen optischen Wellenleiter aufweist, der in vertikaler oder lateraler Richtung eine einseitig oder beidseitig schwache Indexführung hat.
3. Entfernungsmessverfahren nach Anspruch 2, dadurch gekennzeichnet, daß der Halbleiterlaser vorzugsweise vom Typ eines Einfachheterostrukturlasers oder eines Doppelheterostrukturlasers mit Quasi-Indexführung ist.
4. Entfernungsmessverfahren nach den Ansprüchen 2 und 3, dadurch gekennzeichnet, daß mittels einer dynamischen Höchstinjektion von Ladungsträgern in die aktive Zone des Halbleiterlasers die Änderungsrate des Pumpstroms so groß ist, daß innerhalb der Verzögerungszeit zwischen dem Beginn des Pumpens und des potentiellen Eintritts der Laseremission im normalen indexgeführten Betriebszustand die Ladungsträgerdichte im Laserresonator

tor so stark angewachsen ist, daß aufgrund der Änderung des Indexprofils eine indexgeführte optische Wellenausbreitung im Laserresonator unterdrückt wird.

5. Entfernungsmessverfahren nach Anspruch 4, dadurch gekennzeichnet, daß mittels der dynamischen Höchstinjektion von Ladungsträgern die Laseremission vorzugsweise in einem indexgeführten Q-Switching Mode erfolgt.

6. Entfernungsmessverfahren nach Anspruch 3, dadurch gekennzeichnet, daß die Hauptstrahlrichtung der Laseremission vorzugsweise senkrecht zur Emissionsapertur gegeben ist.

7. Entfernungsmessverfahren nach Anspruch 3, dadurch gekennzeichnet, daß die Hauptstrahlrichtung der Laseremission zur Normalen der Emissionsapertur geneigt ist.

8. Entfernungsmessverfahren nach Anspruch 3, dadurch gekennzeichnet, daß die bei Doppelheterostrukturlasern mit symmetrischer Quasi-Indexführung lateral erzeugten Leckwellen als optische Sende- und als optische Referenzsignale genutzt werden.

9. Entfernungsmessverfahren nach den Ansprüchen 1 bis 4, dadurch gekennzeichnet, daß der Einfachheterostrukturlaser aus mindestens drei Materialschichten unterschiedlicher Dotierung besteht, die einen ersten Heteroübergang mit einem großen Indexsprung und einen zweiten mit einem sehr geringen positiven oder negativen oder fehlenden Indexsprung bilden.

10. Entfernungsmessverfahren nach den Ansprüchen 62 und 1 bis 4, dadurch gekennzeichnet, daß der Einfachheterostrukturlaser zusätzlich einen sättigbaren Absorber aufweist und in einem reinen indexgeführten Q-Switching Mode emittiert.

11. Entfernungsmessverfahren nach den Ansprüchen 1 bis 4 und 62, dadurch gekennzeichnet, daß die ultra-schnellen Laserimpulse einen Chirp mit Rotverschiebung aufweisen und mittels Pulskompression in einen verkürzten optischen Impuls mit erhöhter Amplitude übergeführt werden.

12. Entfernungsmessverfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß zur Erzeugung der ultra-kurzen optischen Impulse modengekoppelte Laserdioden dienen.

13. Entfernungsmessverfahren nach den Ansprüchen 1 bis 12, dadurch gekennzeichnet, daß die ultra-schnellen Laserimpulse signalformtreu mittels breitbandiger optoelektronischer Wandler in elektrische Signale umgewandelt und signalformtreu über nachfolgende Breitbandverstärker verstärkt werden.

14. Entfernungsmessverfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß bei den über einen photoelektrischen Wandler gewonnenen ultra-kurzen elektrischen Impulse eine Bestimmung des zeitsignifikanten Punktes auf der Impulsvorderflanke oder auf der Impulsrückflanke oder unter Verwendung sowohl der Impulsvorder- als auch der Impulsrückflanke erfolgt.

15. Entfernungsmessverfahren nach den Ansprüchen 1 und 14, dadurch gekennzeichnet, daß bei den ultra-kurzen elektrischen Impulsen eine Zeitbestimmung wenigstens über eine Mittelung der zeitsignifikanten Zeitpunkte auf der Impulsvorder- und Impulsrückflanke erfolgt.

16. Entfernungsmessverfahren nach den Ansprü-

chen 1, 14 und 15, dadurch gekennzeichnet, daß über einen festen Schwellwert sowohl auf der Impulsvorder- als auch auf der Impulsrückflanke eines Impulses ein Zeitmeßpunkt gewonnen wird und die Bestimmung des zeitsignifikanten Punktes über eine Mittelung der Zeitmeßpunkte auf der Impulsvorder- und der Impulsrückflanke erfolgt.

17. Entfernungsmessverfahren nach den Ansprüchen 1 und 13, dadurch gekennzeichnet, daß die von einem gemeinsamen photoelektrischen Wandler empfangenen vorzugsweise periodischen optischen Meßsignale und die den Referenzzeitpunkt bestimmenden optischen Referenzsignale mittels einer gemeinsamen Samplingeinheit abgetastet werden und die Bestimmung der zeitsignifikanten Punkte an den gesampelten Signalen in entsprechender Weise wie bei den nicht-gesampelten Signalen durchgeführt wird.

18. Entfernungsmessverfahren nach den Ansprüchen 1 und 17, dadurch gekennzeichnet, daß intensitätsabhängige interne Laufzeiten im Meßkanal, vorzugsweise das nichtlineare optoelektrische Übertragungsverhalten der Photodiode, über eine Kalibrierprozedur fehlerkorrigiert werden.

19. Entfernungsmessverfahren nach Anspruch 18, dadurch gekennzeichnet, daß eine Meßfehlerkorrektur vorzugsweise über ein nichtlineares Rechnermodell der Photodiode erfolgt.

20. Entfernungsmessverfahren nach den Ansprüchen 1 und 17, dadurch gekennzeichnet, daß die über eine Fokussiereinrichtung empfangenen Meßsignale vorzugsweise unmittelbar dem photoelektrischen Wandler zugeführt werden.

21. Entfernungsmessverfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß sich im Strahlengang zusätzlich ein 1-D- oder 2-D-Scanner befindet.

22. Entfernungsmessverfahren nach Anspruch 21, dadurch gekennzeichnet, daß Laserquellen mit kleinen Laseraperturen verwendet werden.

23. Entfernungsmessverfahren nach Anspruch 22, dadurch gekennzeichnet, daß die großflächige Emissionsapertur einer Laserdiode mittels eines getaperten optischen Wellenleiters, der vorzugsweise aus einer getaperten optischen Faser besteht, verkleinert wird.

24. Entfernungsmessverfahren nach Anspruch 21, dadurch gekennzeichnet, daß zur topographischen Abtastung ein faseroptischer Scanner verwendet wird.

25. Entfernungsmessgerät nach dem Prinzip der Laufzeitmessung eines optischen Meßimpulses mit einem Sender zur Aussendung optischer Sendeimpulse, einem Empfänger zum Empfang der durch Reflexion der Sendeimpulse an einem Zielobjekt erzeugten Echoimpulse und zum Empfang der in vorgegebener zeitlicher Beziehung zu den Sendeimpulsen stehenden Referenzimpulse und mit einer Zeitmeßeinrichtung zur Messung des Zeitabstands zwischen jedem Referenzimpuls und einem zugeordneten Meßimpuls, zur Durchführung des Verfahrens nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß das ultra-kurze optische Referenzsignal (14) und das über eine Empfangsoptik (7) gewonnene ultra-kurze Echosignal (78) auf eine gemeinsame Photodiode (9) gegeben und die Signale signalformtreu in elektrische Referenz- und Meßsignale umgewandelt werden.

26. Entfernungsmessgerät nach Anspruch 25, da-

durch gekennzeichnet, daß die am Ausgang der Photodiode (9) auftretenden ultra-kurzen elektrischen Referenz- und Meßsignale mittels einer höchstfrequenten Breitbandverstärkereinheit, bestehend aus einem Transimpedanzverstärker (80), Vorverstärker (82) und Hauptverstärker (83), signalförmig verstärkt werden (Fig. 9A).

27. Entfernungsmessgerät nach den Ansprüchen 25 und 26, dadurch gekennzeichnet, daß die ultra-kurzen Referenz- und Meßsignale mittels einer ultraschnellen Komparatorschaltung (84, 85, 95, 96, 97) in Rechteckimpulse umgewandelt werden (Fig. 11A).

28. Entfernungsmessgerät nach Anspruch 27, dadurch gekennzeichnet, daß der Komparator (85) einen Differenzverstärker mit ultra-schnellen Mikrowellen-FETs aufweist.

29. Entfernungsmessgerät nach Anspruch 28, dadurch gekennzeichnet, daß die Zeitabstandsmessung mittels einer Zeitmeßeinheit (86, 87, 98) erfolgt (Fig. 11A).

30. Entfernungsmessgerät nach Anspruch 25, dadurch gekennzeichnet, daß die Impulsfolgefrequenz der ultra-kurzen Impulse über einen Mischvorgang aus einem Mikrowellenoszillator gewonnen wird, der gleichzeitig als Zähler zur Zeitauswertung des Zeitabstands von Referenz- und Meßsignal dient.

31. Entfernungsmessgerät nach Anspruch 30, dadurch gekennzeichnet, daß der Zähler vorzugsweise in Submikron-FET-Technologie realisiert ist.

32. Entfernungsmessgerät nach Anspruch 25, dadurch gekennzeichnet, daß die Erzeugung der ultra-kurzen optischen Impulse durch eine dynamische Höchstinjektion von Ladungsträgern vorzugsweise in die aktive Zone einer Einfachheterostruktur-Laserdiode erfolgt.

33. Entfernungsmessgerät nach Anspruch 32, dadurch gekennzeichnet, daß die Laseremission vorzugsweise im indexgeführten Q-Switching Mode erfolgt.

34. Entfernungsmessgerät nach Anspruch 33, dadurch gekennzeichnet, daß mittels einer Temperaturkontrollereinheit der Q-Switching Lasermodus sichergestellt wird.

35. Entfernungsmessgerät nach einem der Ansprüche 32 bis 34, dadurch gekennzeichnet, daß die Halbleiterdiode ungehäust in Form eines Chips in den Pumpstromkreis integriert ist.

36. Entfernungsmessgerät nach einem der Ansprüche 32 bis 35, dadurch gekennzeichnet, daß die Halbleiterlaserquelle vorzugsweise aus einem einzigen Laserchip besteht.

37. Entfernungsmessgerät nach Anspruch 25, dadurch gekennzeichnet, daß die Halbleiterlaserquelle aus mehreren Laserdioden besteht, deren Laseremission in kohärenter Wechselwirkung stehen.

38. Entfernungsmessgerät nach Anspruch 25, dadurch gekennzeichnet, daß der Entladekreis des Avalanche-Pulsgenerators in Planartechnologie aus den Elementen Ladekondensator (52), Transistor (53), Leitungsbrücke (55), Laserdiode (49), Metallkontakt (50) und Leitungsbrücke (51) besteht, die auf elektrisch kürzestem Wege vorzugsweise rechteckförmig angeordnet sind (Fig. 6).

39. Entfernungsmessgerät nach einem der Ansprüche 25 und 38, dadurch gekennzeichnet, daß der planare Entladekreis aus Laserdiode (49, 66), Tran-

sistor (53) und Ladungsspeicher (52) auf einer gemeinsamen Wärmesenke (48) aufgebaut sind.

40. Entfernungsmessgerät nach einem der Ansprüche 25 und 38, dadurch gekennzeichnet, daß die Elemente des Entladekreises bei einer Wärmesenke mit positiver Polarität, Laserdiode (49), Kondensator (52) und Transistor (53), in Reihe angeordnet und elektrisch auf kürzestem Wege miteinander verbunden sind (Fig. 7A).

41. Entfernungsmessgerät nach einem der Ansprüche 25 und 38, dadurch gekennzeichnet, daß die Elemente des Entladekreises bei einer Wärmesenke mit negativer Polarität, Laserdiode (66), Transistor (53) und Kondensator (52), in Reihe angeordnet und elektrisch auf kürzestem Wege miteinander verbunden sind (Fig. 7B).

42. Entfernungsmessgerät nach einem der Ansprüche 25 und 38, dadurch gekennzeichnet, der Lasersender (66, 98, 53, 52, 65, 64, 48) quasi-monolithisch vorzugsweise auf einem Grundkörper 99 aus Silizium aufgebaut ist, der mittels Trockenätztechniken zur planaren Aufnahme der Bauelement-Chips (66, 53, 52) in geeigneter Weise (100) strukturiert ist und eine elektrische Isolationsschicht 101 aufweist (Fig. 7C).

43. Entfernungsmessgerät nach einem der Ansprüche 1 und 25, dadurch gekennzeichnet, daß das optische Referenzsignal über die rückwärtige Laseremission eines Halbleiterlaserchips gewonnen wird.

44. Entfernungsmessgerät nach einem der Ansprüche 1, 25 und 43, dadurch gekennzeichnet, daß das optische Referenzsignal über eine optische Faser, die an die rückwärtige Laserapertur eines Halbleiterlaserchips angekoppelt ist, gewonnen wird.

45. Entfernungsmessgerät nach einem der Ansprüche 1, 25 und 43, dadurch gekennzeichnet, daß die rückwärtige Laseremission als Referenzsignal unmittelbar dem photoelektrischen Wandler zugeführt wird.

46. Entfernungsmessgerät nach einem der Ansprüche 1, 25, 43, 45 und 66, dadurch gekennzeichnet, daß der Lasersender mit Entladekreis (53, 52, 65) und Laserdiode (66) sowie der Photodetektor mit Photodiodenchip (102) eine mikrosystemtechnische Baueinheit bilden (Fig. 8A).

47. Entfernungsmessgerät nach einem der Ansprüche 43 und 45, dadurch gekennzeichnet, daß die optischen Referenz- und Meßsignale über eine gemeinsame photoempfindliche Fläche in elektrische Signale umgewandelt werden.

48. Entfernungsmessgerät nach Anspruch 47, dadurch gekennzeichnet, daß die rückwärtige Laserstrahlung des Laserdiodenchips über einen Streukörper auf die photoempfindliche Fläche gestreut wird.

49. Entfernungsmessgerät nach einem der Ansprüche 43 und 45, dadurch gekennzeichnet, daß das Referenzsignal lateral und das Meßsignal normal dazu in den Photodiodenchip eingestrahlt wird.

50. Entfernungsmessgerät nach den Ansprüchen 25, dadurch gekennzeichnet, daß die elektrischen Referenz- und Meßsignale mittels einer gemeinsamen Samplingeinheit abgetastet werden.

51. Entfernungsmessgerät nach Anspruch 50, dadurch gekennzeichnet, daß die abgetasteten analogen Referenz- und Meßsignale über einen A/D-Wandler digitalisiert werden.

52. Entfernungsmessgerät nach den Ansprüchen 50 und 51, dadurch gekennzeichnet, daß der Zeitabstand eines abgetasteten digitalisierten Referenz- und des zugeordneten Meßsignals mit Hilfe einer Mikroprozessoreinheit bestimmt wird. 5
53. Entfernungsmessgerät nach Anspruch 50, dadurch gekennzeichnet, daß der photoelektrische Wandler ein ultraschneller Avalanche-Photodiodenchip ist.
54. Entfernungsmessgerät nach Anspruch 53, dadurch gekennzeichnet, daß die Detektorvorspannung (72) der Photodiode, die sich aus der Vorspannung U_v (71) und den Widerständen R_1 (73) und R_2 (74) ergibt, über eine Regeleinrichtung (70) nachgeführt wird (Fig. 10B). 10
55. Entfernungsmessgerät nach Anspruch 51, dadurch gekennzeichnet, daß die Glättung der Impulsvorderflanken vorzugsweise über eine lineare Regression erfolgt. 15
56. Entfernungsmessgerät nach Anspruch 55, dadurch gekennzeichnet, daß vor der Impulsflankenglättung durch lineare Regression eine Meßwertintegration durchgeführt wird. 20
57. Entfernungsmessverfahren nach Anspruch 24, dadurch gekennzeichnet, daß der faseroptische Scanner eine gemeinsame statische Sende-/Empfangsoptik aufweist. 25
58. Entfernungsmessverfahren nach Anspruch 24, dadurch gekennzeichnet, daß der faseroptische Scanner eine schwingende Sendefaser, die coaxial oder parallel zur optischen Achse des Empfängers angeordnet ist, und eine statische Empfangsoptik aufweist. 30
59. Entfernungsmessverfahren nach Anspruch 58, dadurch gekennzeichnet, daß die Empfangslinse einen Spalt zur Aufnahme der schwingenden Faser und zur freien Abstrahlung der Sendeimpulse aufweist. 35
60. Entfernungsmessverfahren nach Anspruch 59, dadurch gekennzeichnet, daß die Detektorfläche ein ultra-schnelles Photodiodenarray ist, das aus mehreren engbenachbarten und linear angeordneten und elektrisch voneinander isolierten Diodenchips besteht. 40
61. Entfernungsmessverfahren nach Anspruch 25, dadurch gekennzeichnet, daß die Positionsbestimmung der optischen Faser nach dem Triangulationsprinzip vorzugsweise mittels einer Leuchtdiode und eines Positionsdetektors erfolgt. 45
62. Entfernungsmessverfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 5 und 9, dadurch gekennzeichnet, daß die allgemein bei Höchstinjektion auftretenden kombinierten Betriebsmoden über gezielte Maßnahmen in reine Betriebsmoden übergeführt werden. 50
63. Entfernungsmessverfahren nach Anspruch 62, dadurch gekennzeichnet, daß ein reiner Material-Gain-Switching Betriebszustand über ein Treppprofil des Brechungsindexverlaufs realisiert wird. 55
64. Entfernungsmessverfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 13, dadurch gekennzeichnet, daß die Amplitude eines ultra-kurzen Impulses als zeitsignifikanter Punkt definiert ist und dieser vorzugsweise an der differentiellen Impulsform über eine Nulldurchgangsdetektion bestimmt wird. 60
65. Entfernungsmessgerät nach einem der Ansprüche 25 und 39 bis 42, dadurch gekennzeichnet, daß sich der Laserdiodenchip und der Entladekreis auf

einer gemeinsamen Wärmesenke befinden, die temperaturkontrolliert ist.

66. Entfernungsmessgerät nach einem der Ansprüche 25, 43 und 45, dadurch gekennzeichnet, daß Laserdiodenchip, Entladekreis und Photodiodenchip miteinander integriert sind und eine mikrosystemtechnische Baueinheit darstellen.

67. Entfernungsmessgerät nach einem der Ansprüche 24, 58, 60 und 61, dadurch gekennzeichnet, daß vorzugsweise mittels eines mitschwingenden Umlenkspiegels oder Abschrägung des Faserendes die Richtung des aus der Faser austretenden Sendestrahls um vorzugsweise 90° gedreht wird.

Hierzu 20 Seite(n) Zeichnungen

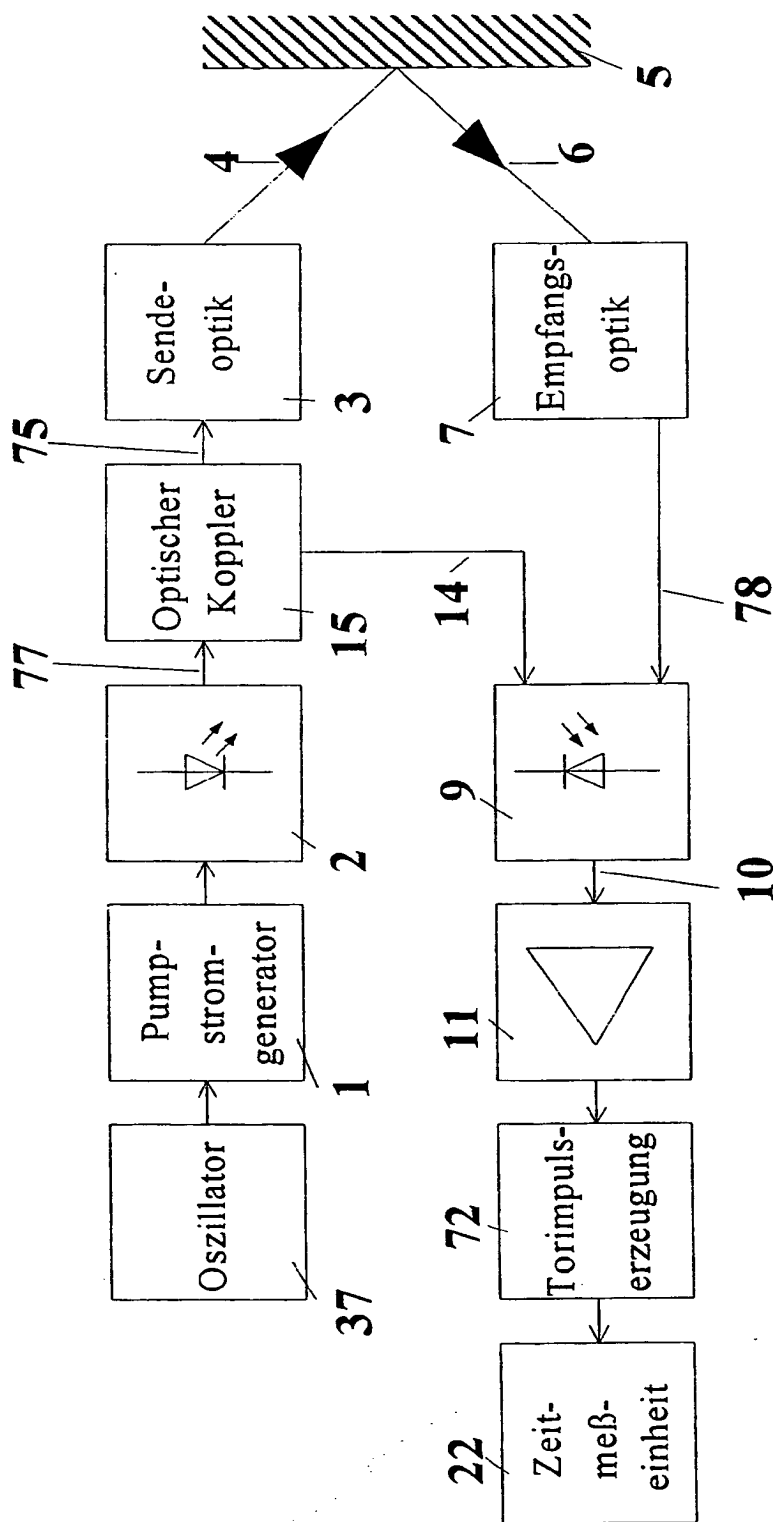


Fig. 1

Fig. 2

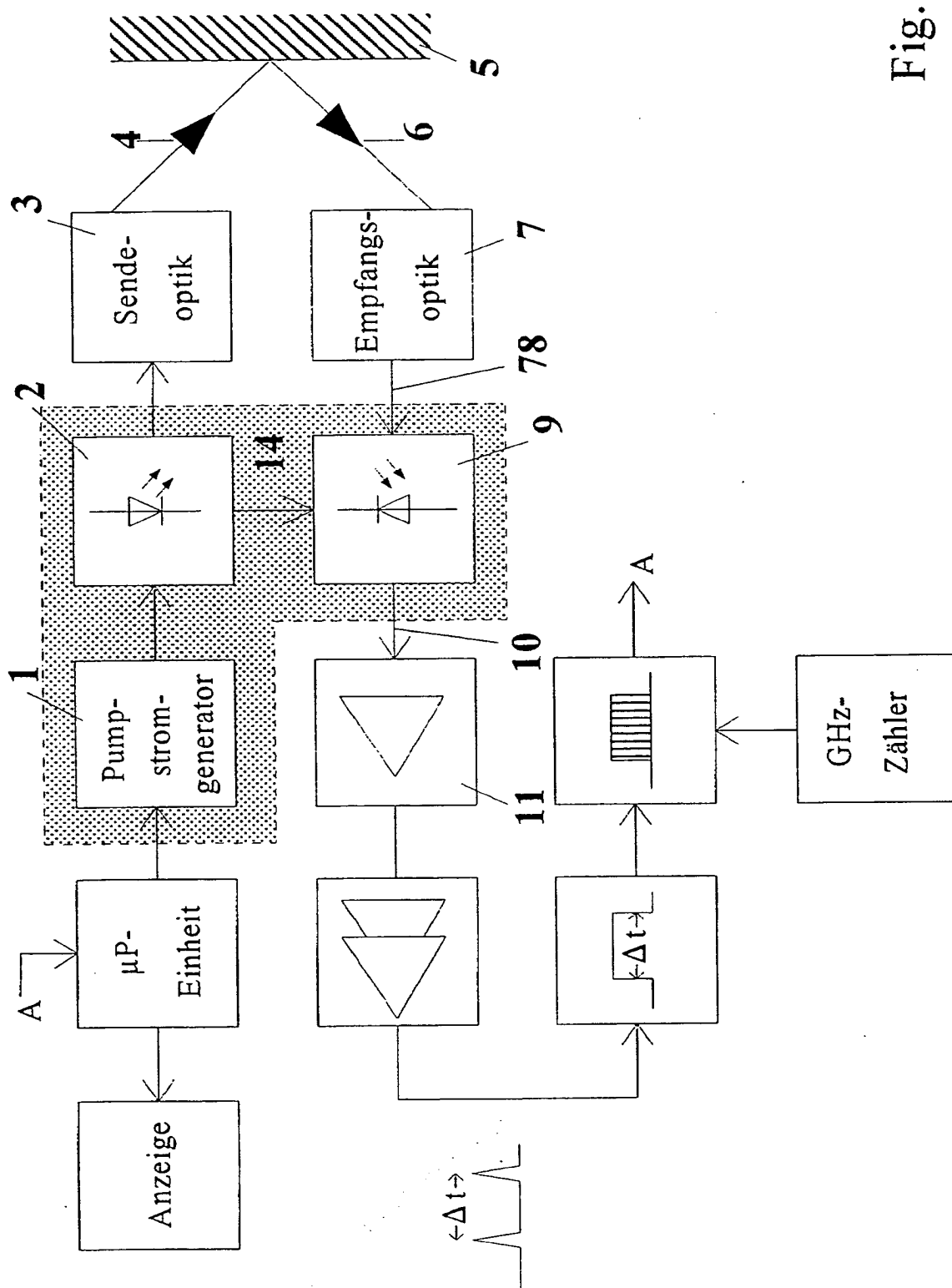
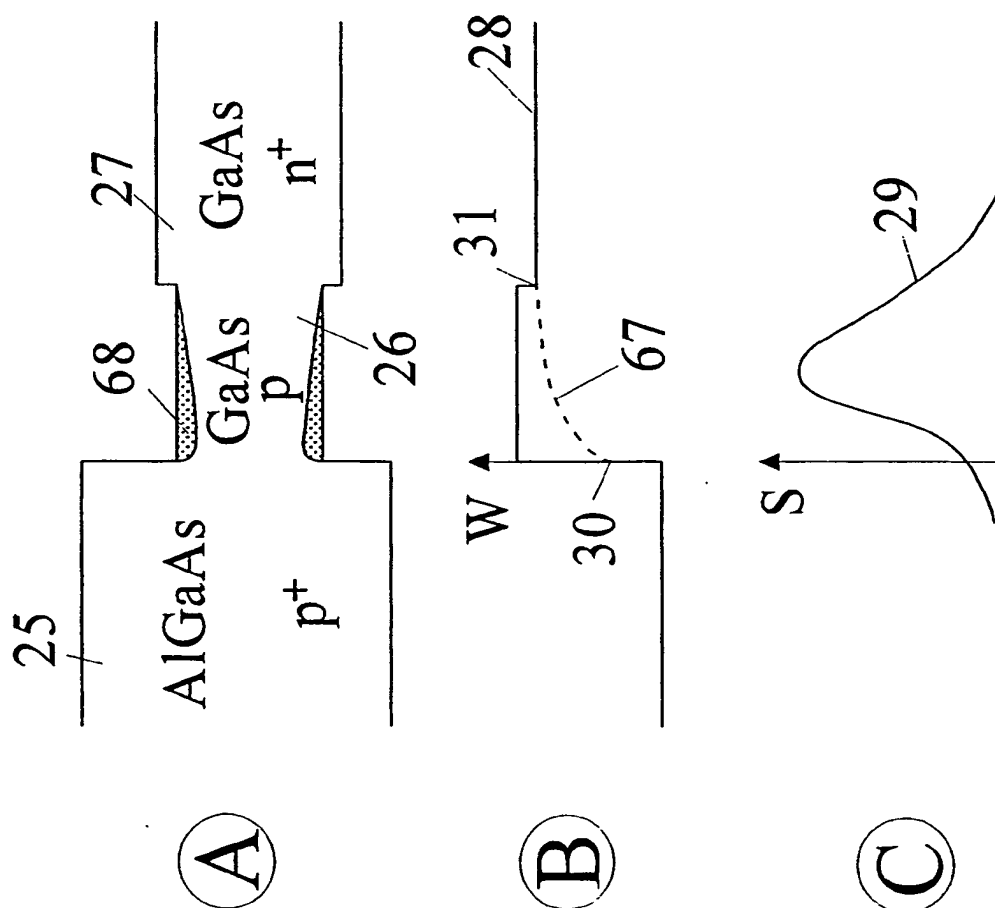
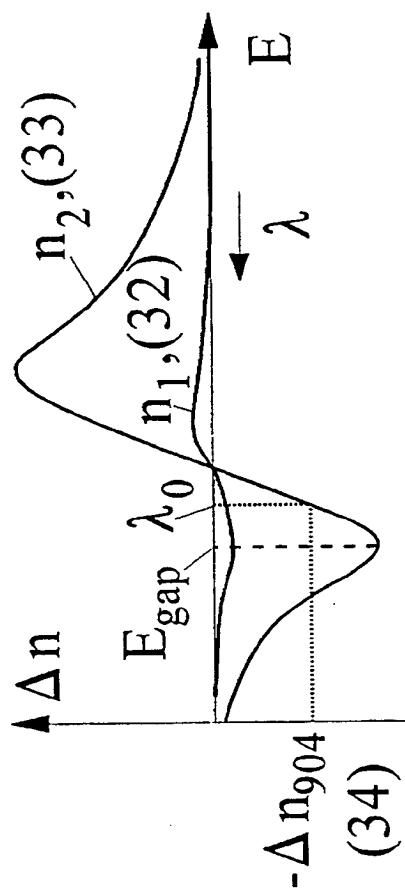
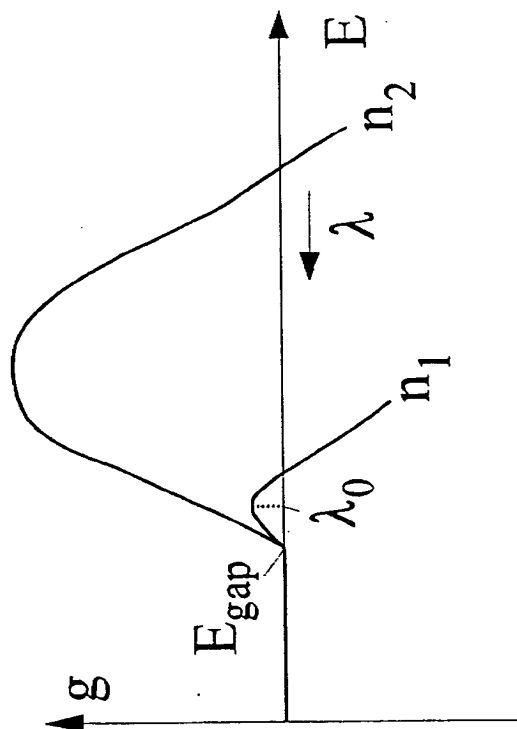


Fig. 3





A



B

Fig. 4

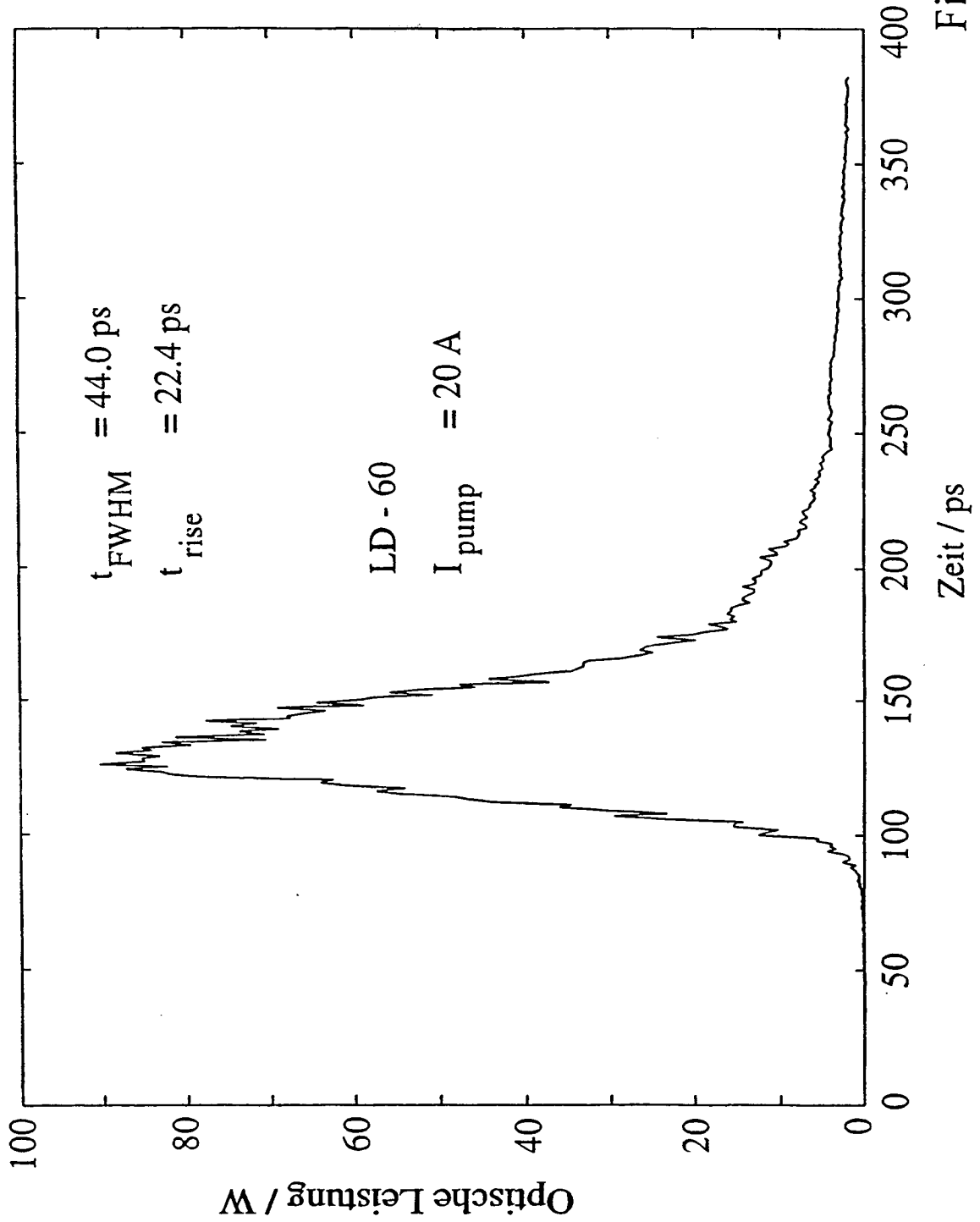


Fig. 5

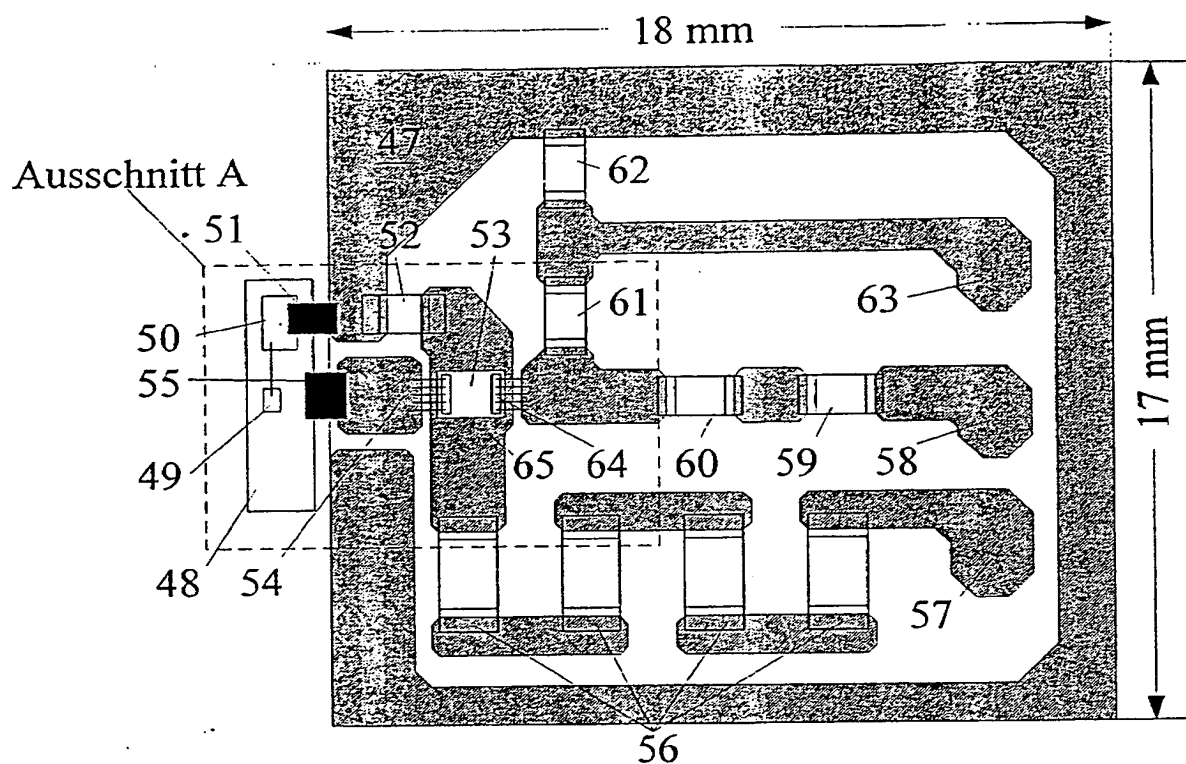
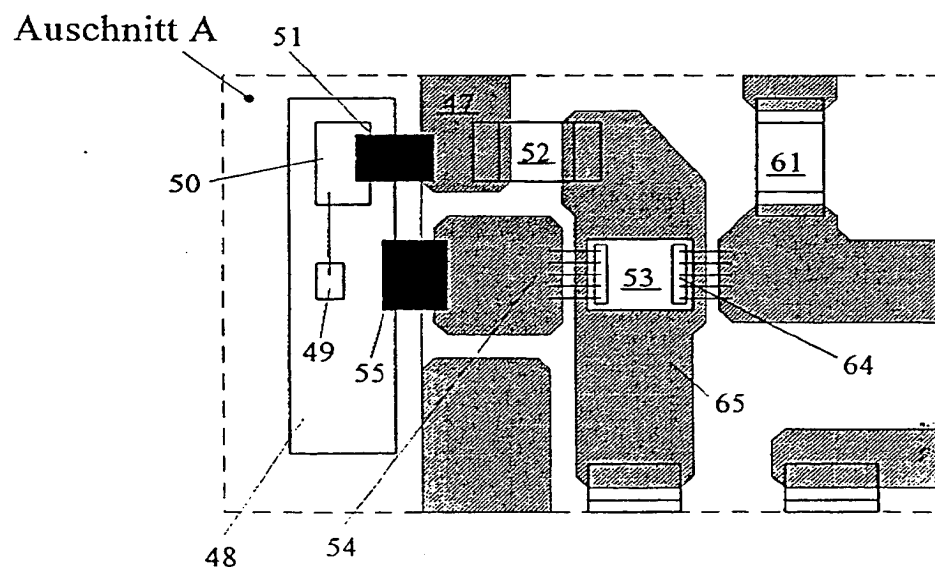


Fig. 6



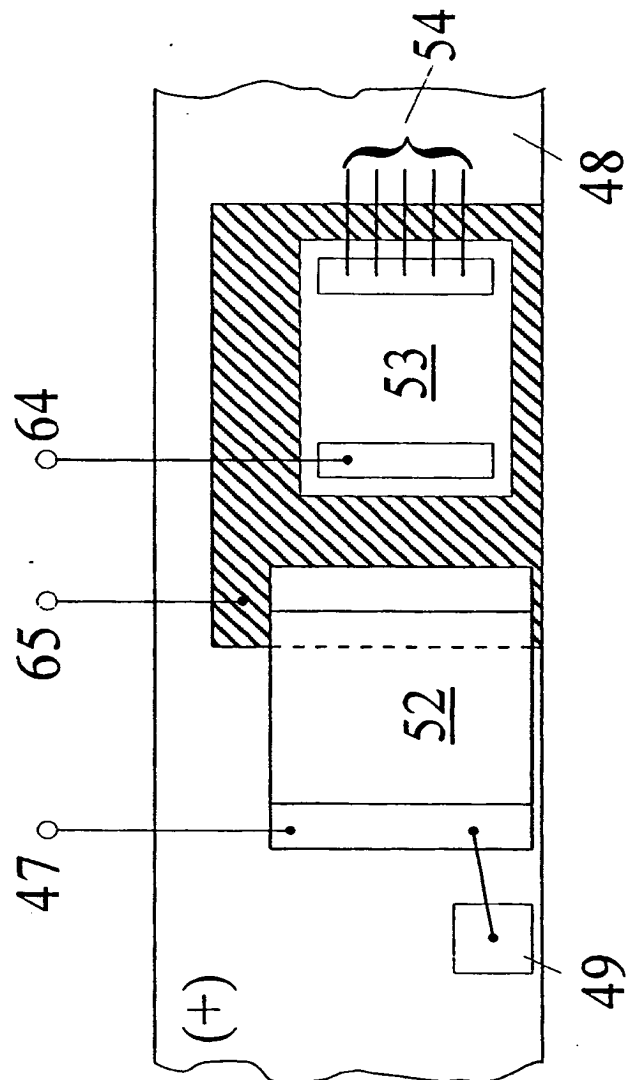


Fig. 7A

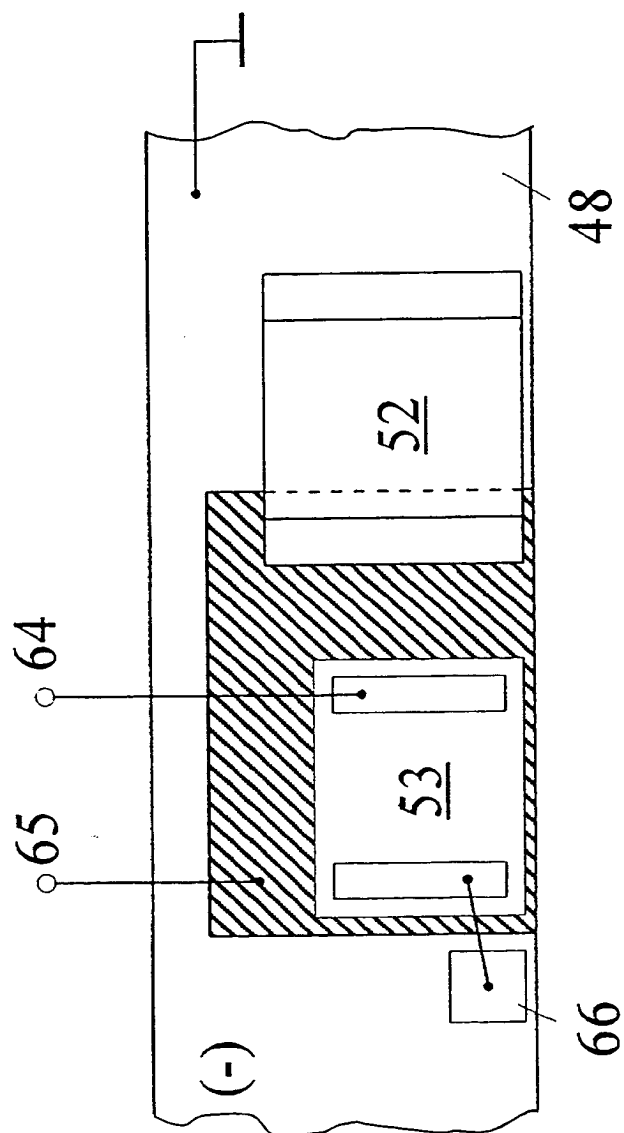


Fig. 7B

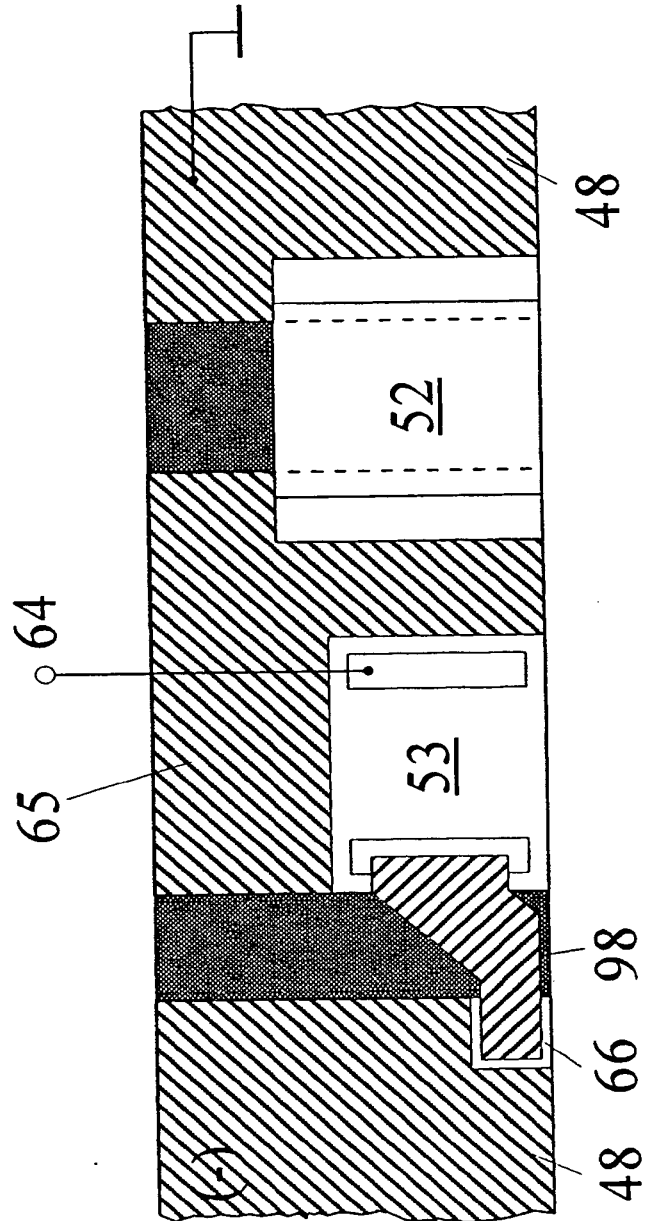
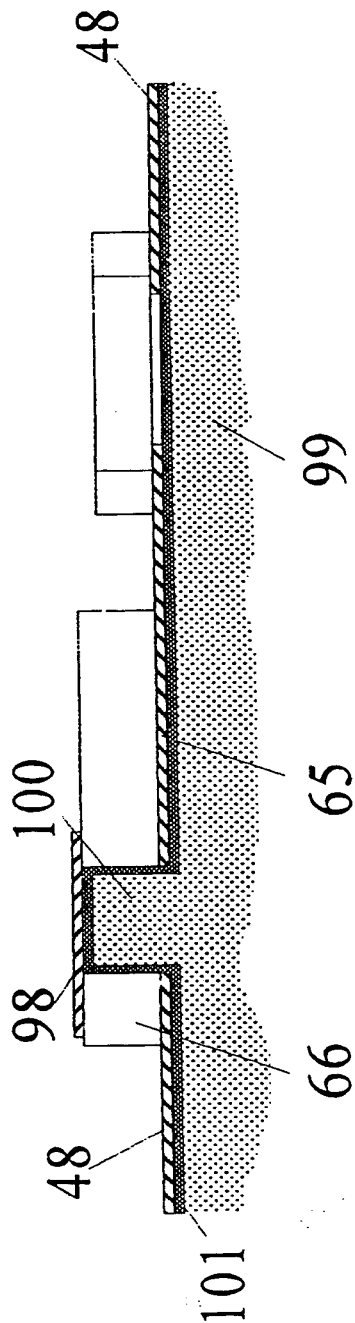
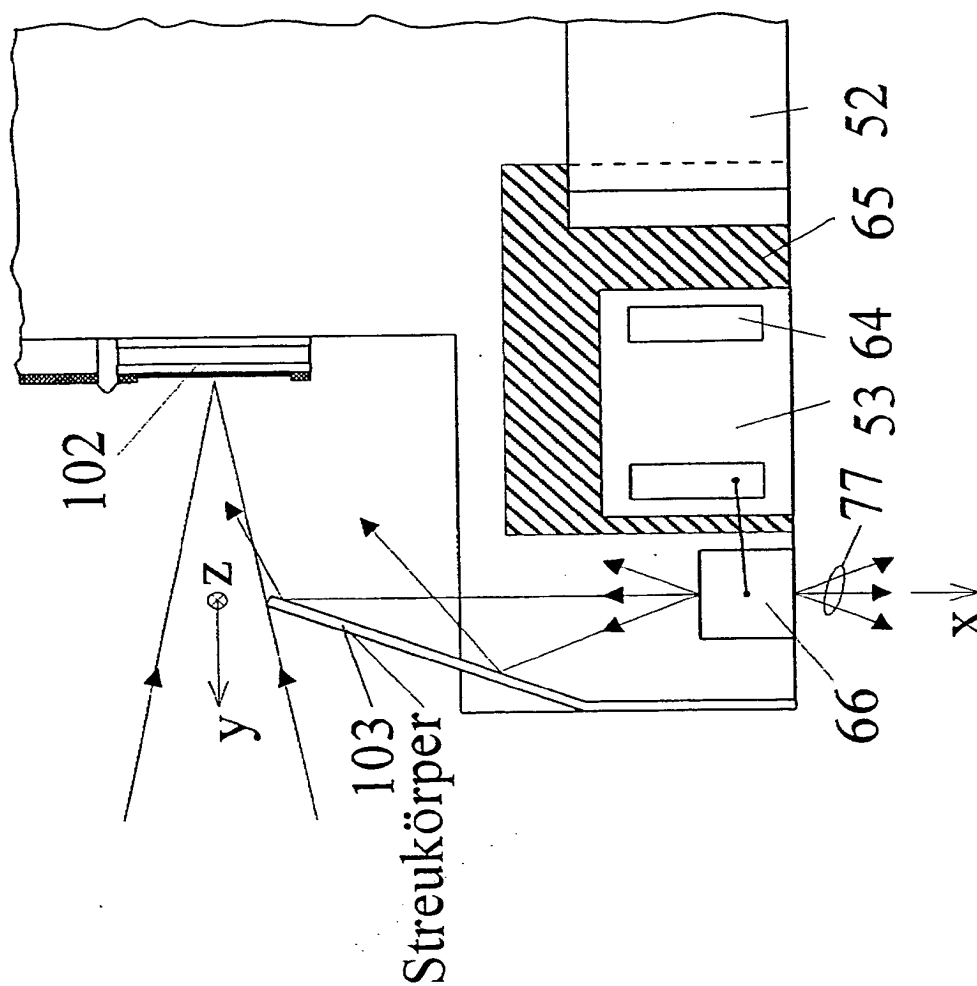


Fig. 7C

Fig. 8A



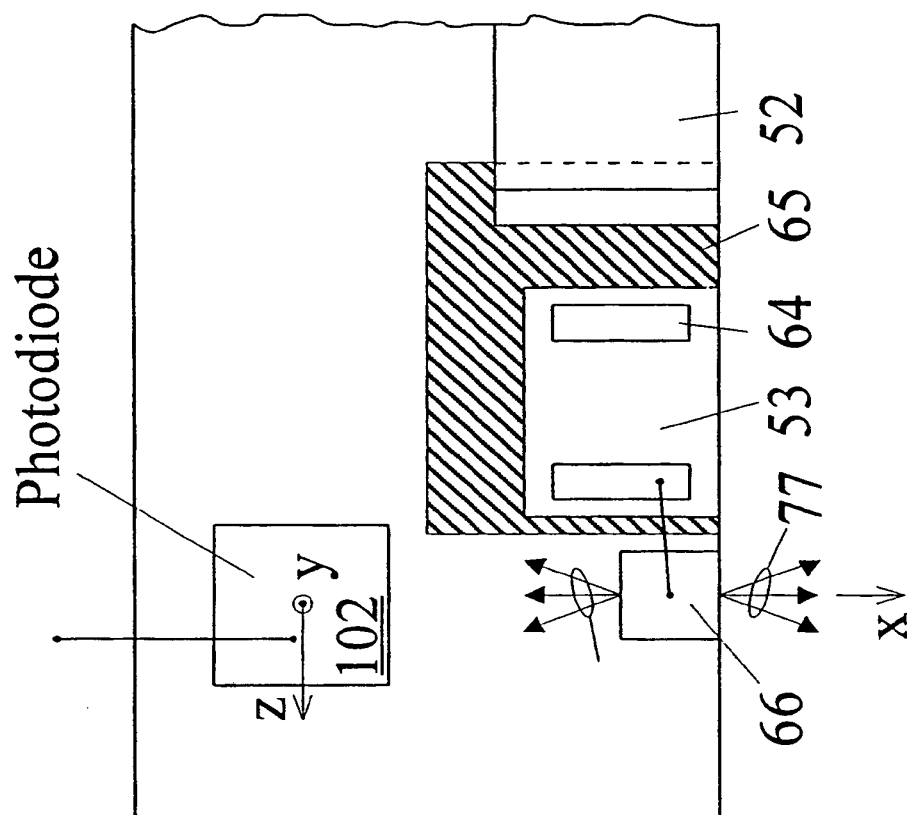


Fig. 8B

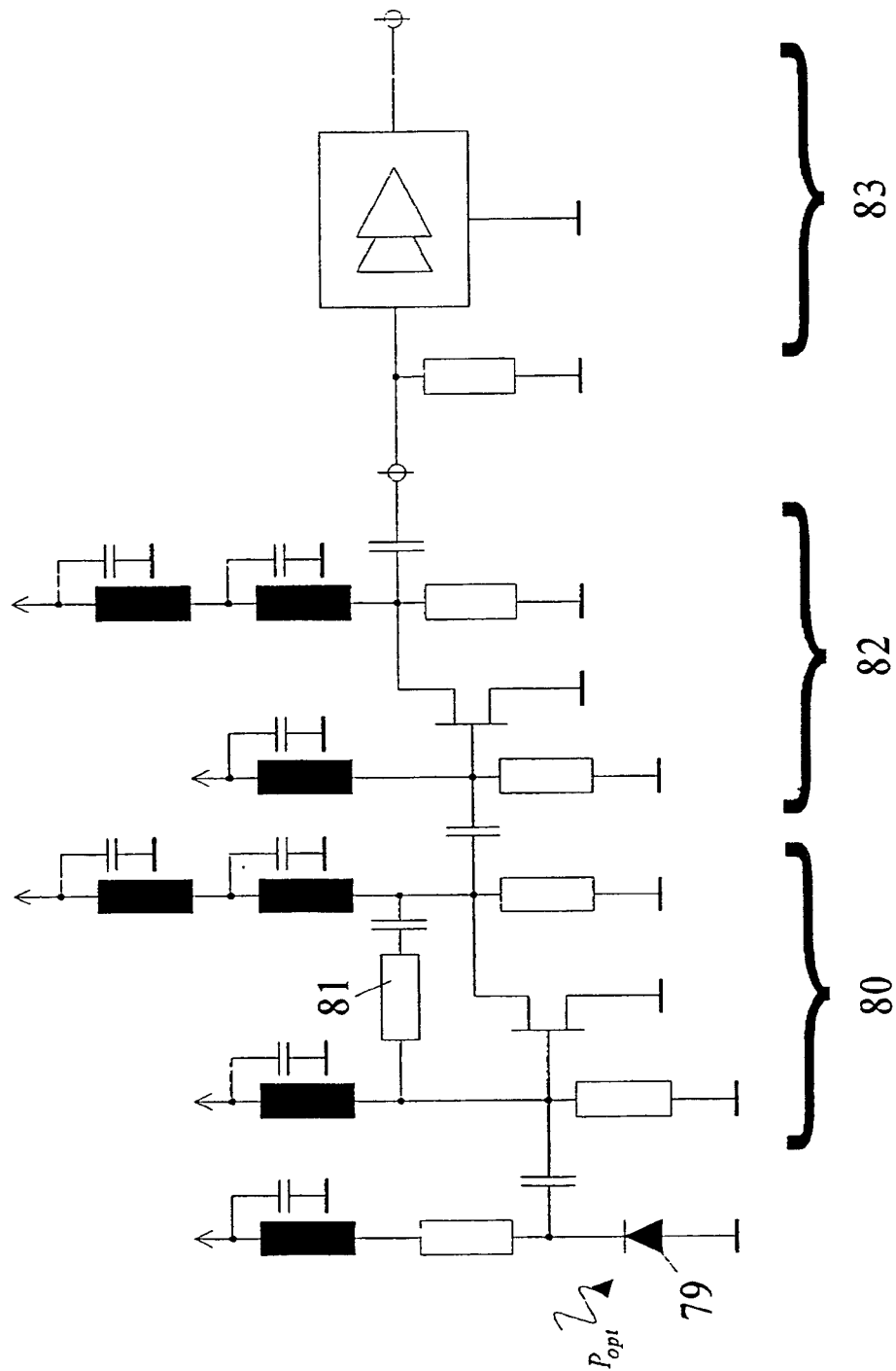


Fig. 9A

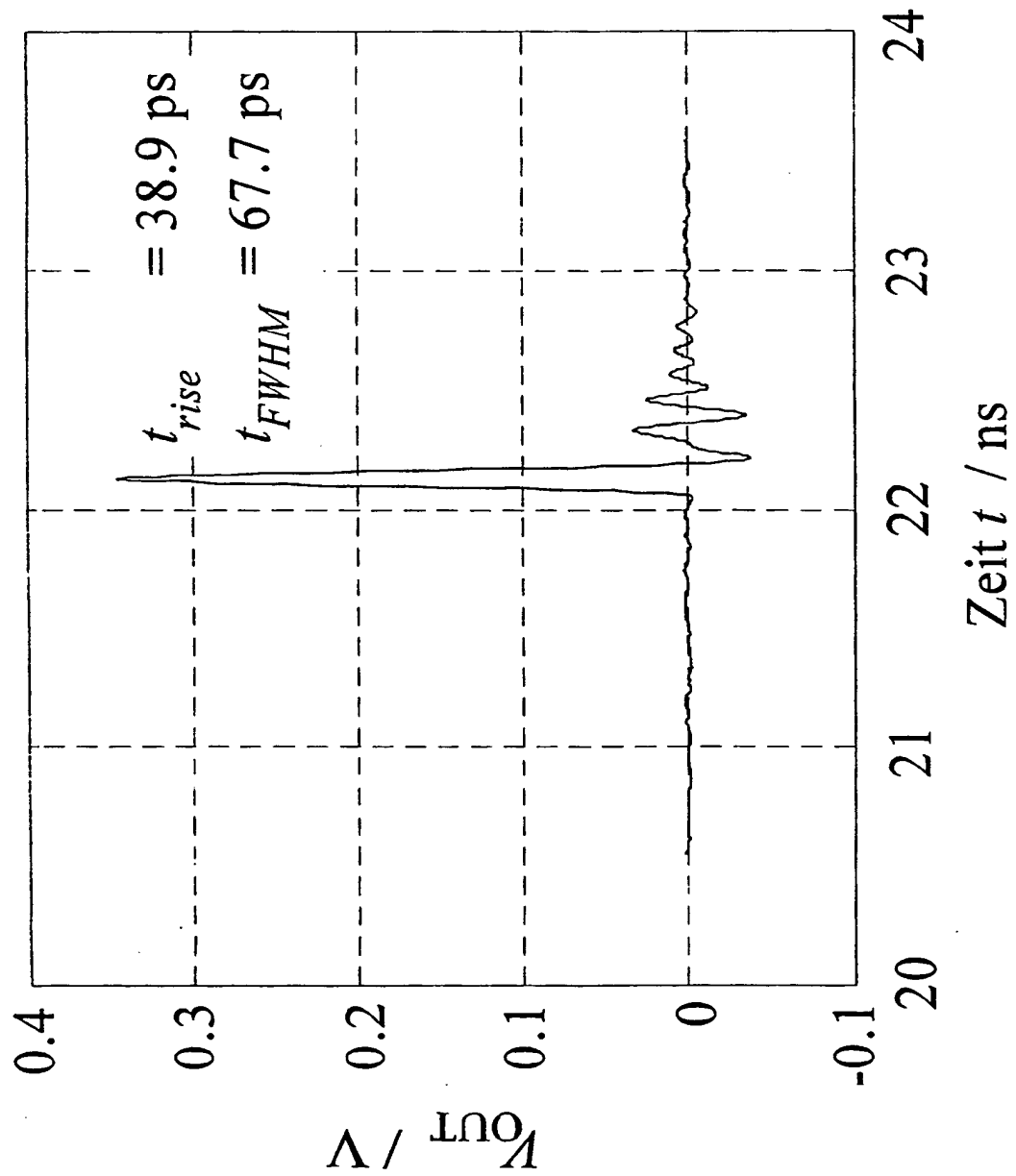


Fig. 9B

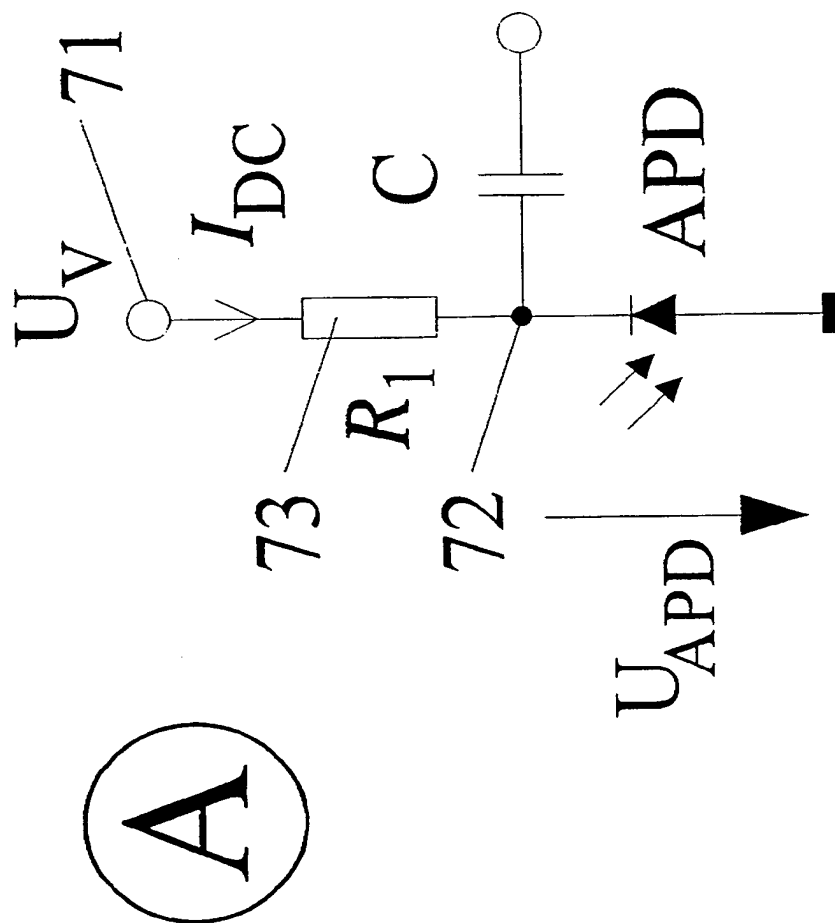
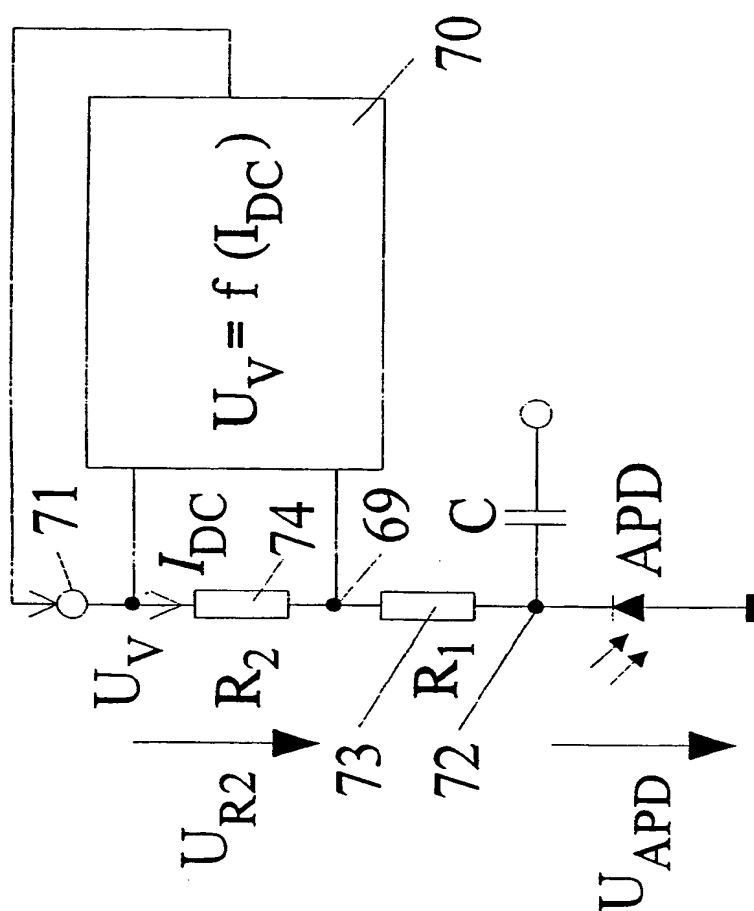


Fig. 10A



(B)

Fig. 10B

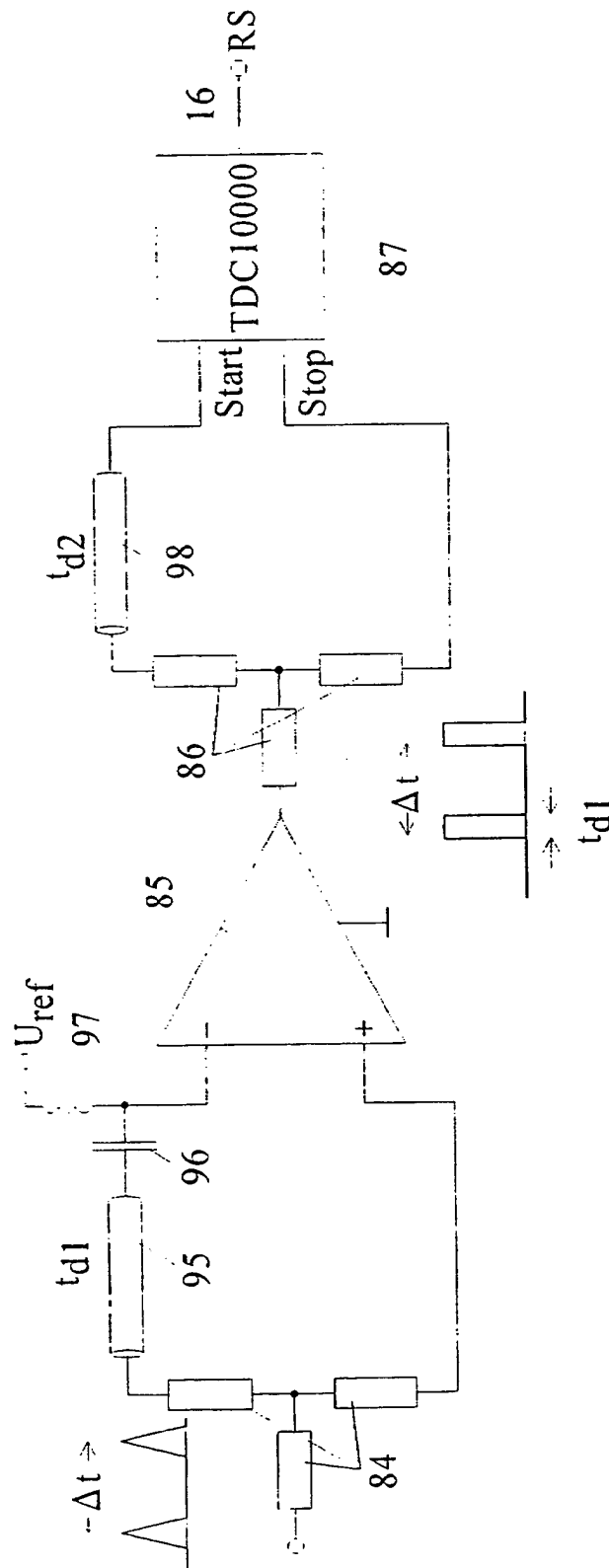


Fig. 11A

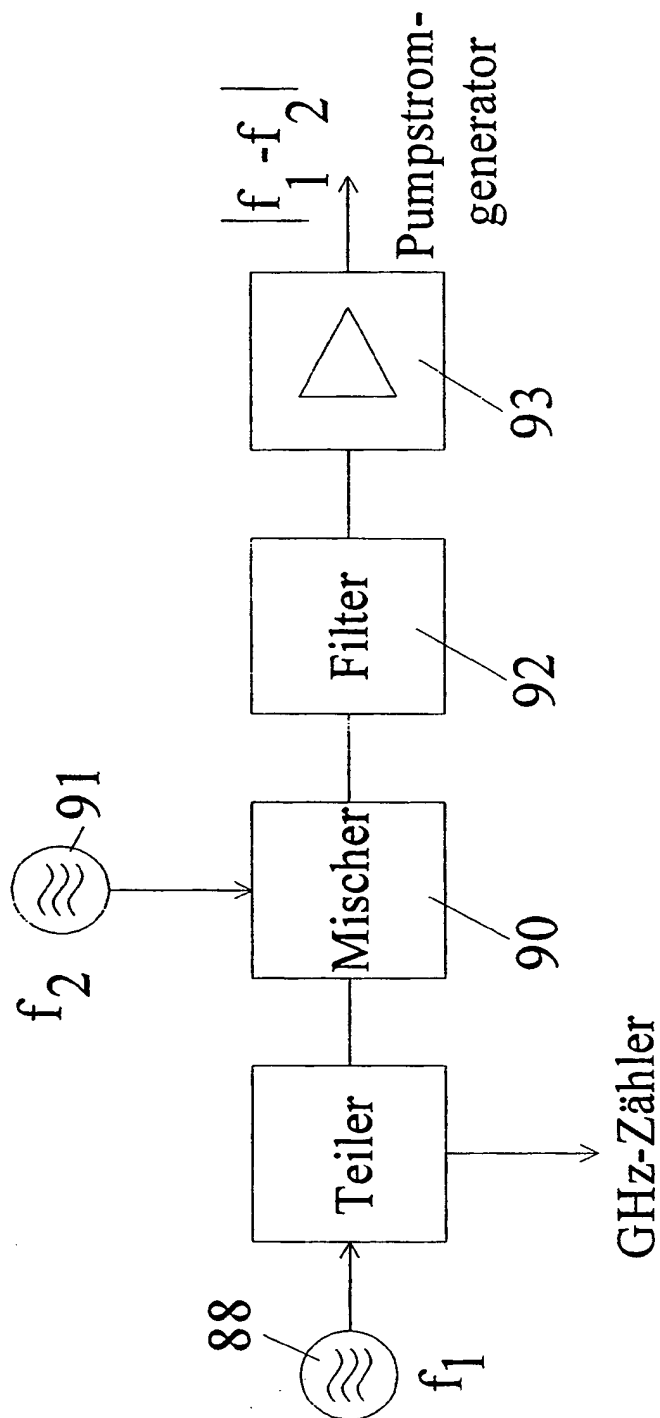


Fig. 11B

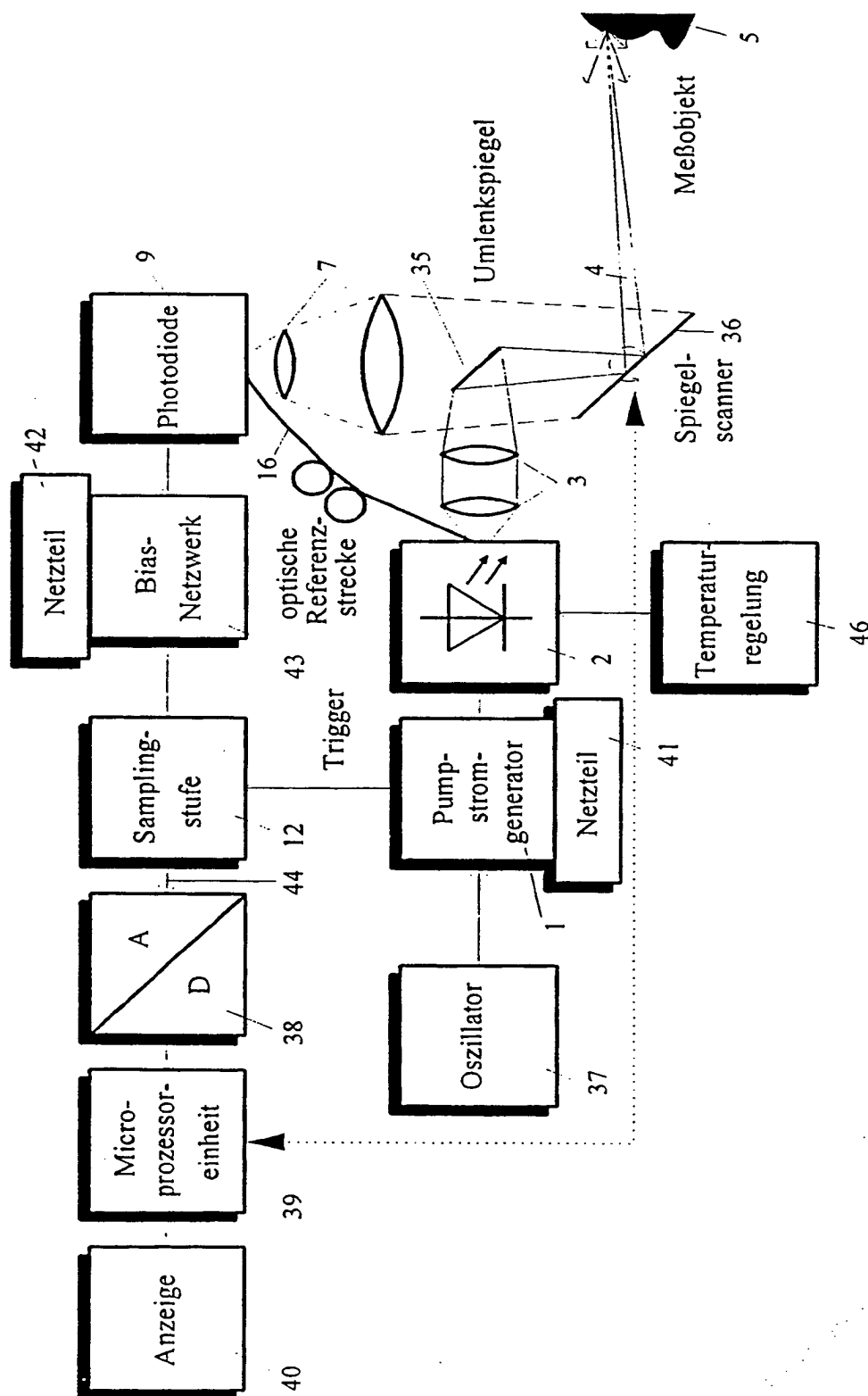


Fig. 13

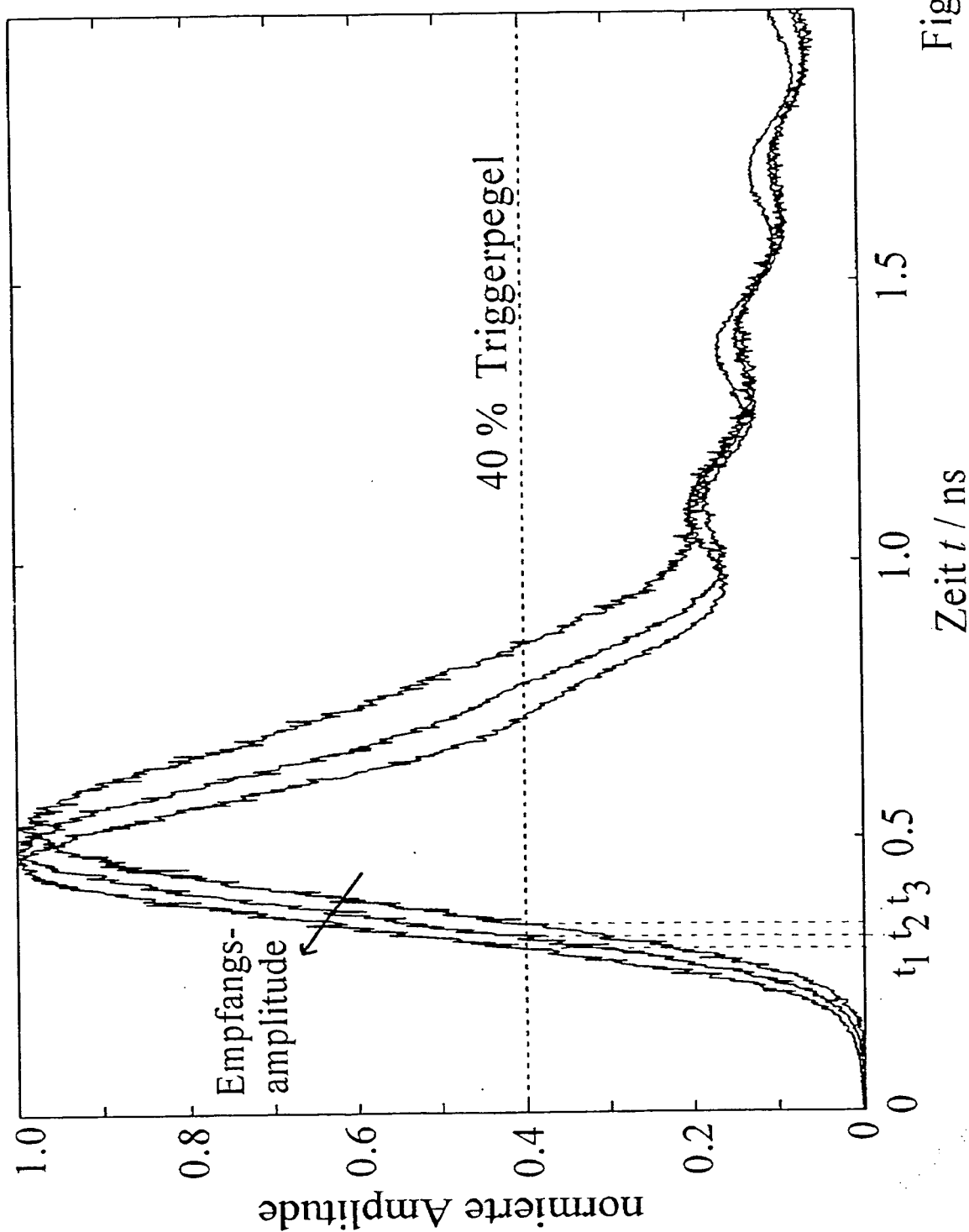


Fig. 14